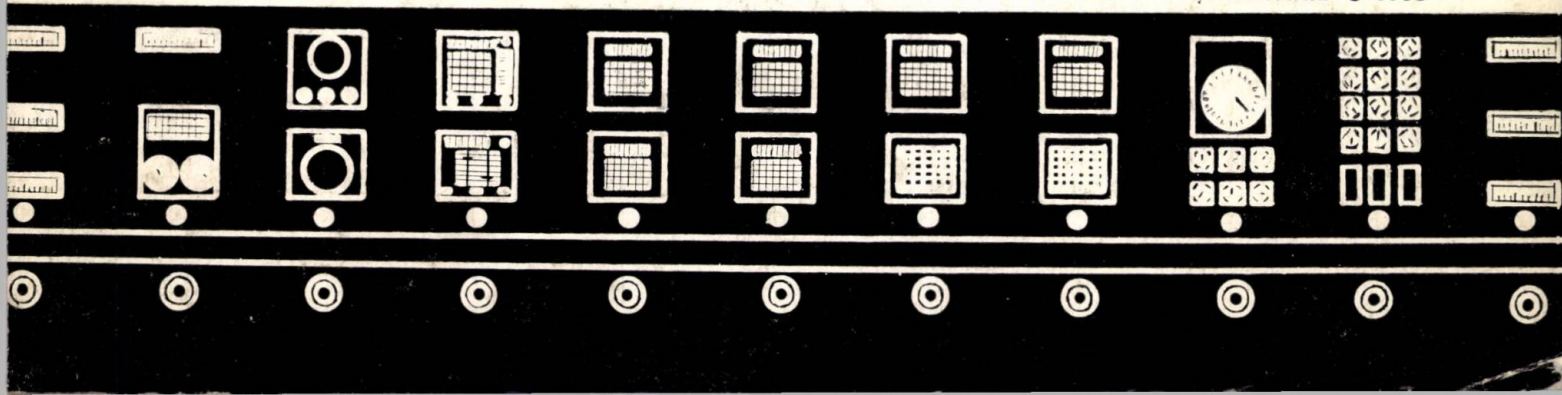
E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 9 ● NR. 1 ● IANUARIE — FEBRUARIE ● 1965

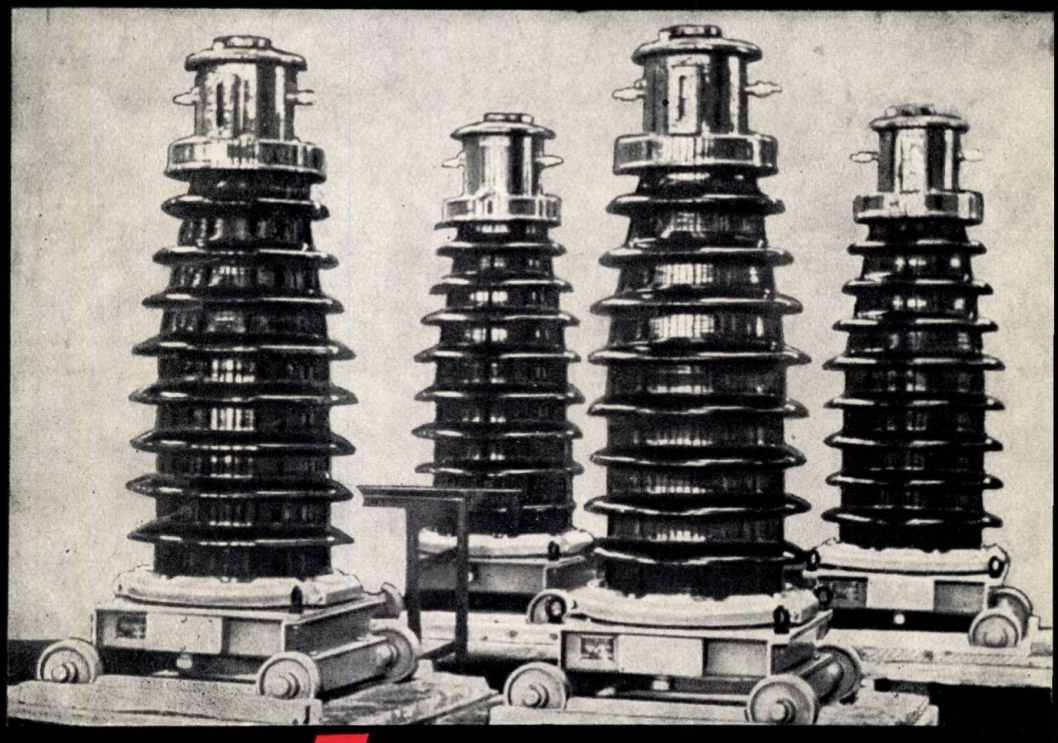


Livrează

TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

DE CURENT ȘI DE TENSIUNE
ÎNTR-O GAMĂ LARGĂ:

6, 10, 15, 25, 35 și 110 kV ● 5 — 5 000 A (toate valorile intermediare standardizate) ● diferite combinații ale claselor de precizie, ale puterilor secundare și ale coeficienților de saturație ● diferite tipuri constructive, compacte, cu gabarite reduse ● în ulei, în carcase de bachelită, înglobate în material plastic.



UZINELE ELECTROPUTERE

craiova

MŰSZAKI KÖNYVTÁRI DOKUMENTÁCIÓS CSOPORT

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 9 (1965), nr. 1 (ian—feb) p. 1—48

CUPRINS

CZ 621.317.2.001.57 : 517.946.9

TETELBAUM, I. M. şi PETRESCU, A. :

O nouă metodă de modelare cu ajutorul reţelelor electrice a problemelor cu condiţii la limită în domenii cu frontiera comună variabilă.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 1—3

Se face fundamentarea teoretică a unei noi metode de modelare a problemelor cu condiţii la limită în domenii cu frontieră comună variabilă, folosind transformatoare. Se arată condiţiile care trebuie îndeplinite de transformatoare pentru a micşora erorile metodei.

CZ 621—501.1 : 517.494

BELEA, C. :

Metoda diferenţelor finite în teoria sistemelor automate continue.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 4—11

Se prezintă algoritmul de calcul cu diferenţe finite şi utilizarea lui la studiul, calculul şi proiectarea sistemelor automate liniare, neliniare şi autoacordabile.

CZ 621—531.4 + 503.55 : 621.9

DAVIDOVICIU, A. şi PROCOPOVICI, E. :

Unitate de programare a maşinilor-unelte cu comandă-program numerică de poziţionare.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 12—15

Se prezintă problemele care apar la programarea maşinilor-unelte cu comandă-program numerică de poziţionare şi felul în care au fost rezolvate aceste probleme la elaborarea şi realizarea concretă a unui dispozitiv de programare.

CZ 621.372.2 : 621.3.012.8 : 537.311.33

PETRESCU, M. :

Influenţa unui semnal armonic de joasă frecvenţă asupra oscilaţiilor libere în circuitul LC cu capacitatea joncţiunii p-n aliate.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 16—23

Se analizează oscilaţiile modulate în frecvenţă şi amplitudine, care apar într-un circuit LC cu capacitatea neliniară a unei joncţiuni p — n aliate în prezenţa unei perturbaţii armonice de joasă frecvenţă.

CZ 621.373.52.018.46 : 537.311.33

SAMACHIŞĂ, GH. :

Influenţa sarcinii stocate în regiunea colectorului asupra timpului de stocare a unui tranzistor.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 24—27

Se analizează influenţa sarcinii stocate în regiunea colectorului asupra timpului de stocare pentru diverse tipuri de tranzistoare. Se dau relaţiile de calcul pentru timpul de stocare cînd se ţine seamă de această sarcină.

CZ 621.318.381 : 538.551.21

TEODORESCU, I., BELUŞICĂ, I. şi MACOVEI, M. :

Acordul automat al sistemului rezonant al ciclotronului U-120.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 28—31

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621—503.5 : 518.5 : 621.372

NITU, C. :

Rezolvarea unei probleme de optimizare cu maşini analogice.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 32—35

CZ 518.5 : 616/617—073.7

NEGOIŢĂ, C. :

Tendinţe în utilizarea calculatorului numeric la stabilirea diagnosticului.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, ian—feb 1965, p. 35—39

ACTUALITĂŢI 39—42
RECENZII 43—45
DOCUMENTARE 45—46
CRONICĂ 46—48

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Redactor: ing. M. Constantin

Revista „AUTOMATICĂ ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 4751.

40545

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1863

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. IX (pag. 1—48) nr. 1, ianuarie—februarie Bucureşti, 1965

Prof. dr. I. M. TETELBAUM şi cd. şt. tehn. ing. A. PETRESCU

O nouă metodă de modelare cu ajutorul reţelelor electrice a problemelor cu condiţii la limită în domenii cu frontiera comună variabilă

Studiul multor probleme de hidraulică subterană legate de dislocuirea de tip piston a unui lichid de către altul duce la soluţionarea de probleme cu condiţii la limită în domenii cu frontieră comună variabilă [1].

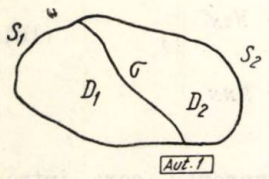


Fig. 1. Domenii cu frontieră comună variabilă.

În general, formularea problemei este următoarea (fig. 1).

În spaţiul tridimensional (x, y, z) se găseşte un domeniu limitat de suprafaţa S. Acest domeniu este împărţit în două subdomenii, D_1 şi D_2, de către suprafaţa $\sigma(x, y, z, t) = 0$ care se va nota, pe scurt, cu σ.

Considerăm ca frontiere ale subdomeniului D_1 suprafaţa $\sigma + S_1$, iar a subdomeniului D_2, suprafaţa $\sigma + S_2$ (unde $S_1 + S_2 = S$).

În subdomeniile D_1 şi D_2, în fiecare moment de timp, anumite funcţii Φ_1 şi, respectiv, Φ_2 satisfac ecuaţia eliptică:

$$\nabla \left(\frac{k}{\mu} \nabla \Phi \right) = 0, \tag{1}$$

unde:

$$\Phi = \begin{cases} \Phi_1 \text{ dacă } M \subset D_1, \\ \Phi_2 \text{ dacă } M \subset D_2; \end{cases}$$

$$\frac{k}{\mu} = \begin{cases} \dfrac{k(x, y, z)}{\mu_1} \text{ dacă } M \subset D_1 \\ \dfrac{k(x, y, z)}{\mu_2} \text{ dacă } M \subset D_2; \end{cases}$$

$$\nabla = \vec{i} \frac{\partial}{\partial x} + \vec{j} \frac{\partial}{\partial y} + \vec{k} \frac{\partial}{\partial z};$$

M este un punct al domeniului.

Trebuie găsite aceste funcţii pentru următoarele condiţii la limită:

— pe suprafeţele S_1 şi S_2 sînt date, fie $\Phi_1|_{S1}$, $\Phi_2|_{S2}$, fie $\left.\frac{\partial \Phi_1}{\partial n}\right|_{S_1}$, $\left.\frac{\partial \Phi_2}{\partial n}\right|_{S_2}$, fie combinaţiile lor ($n$ este normala la suprafeţele S_1 şi S_2);

— pe suprafaţa σ sînt satisfăcute următoarele condiţii:

$$\Phi_1|_\sigma = \Phi_2|_\sigma + C, \tag{2}$$

$$\left.\frac{k}{\mu_1} \frac{\partial \Phi_1}{\partial n}\right|_\sigma = \left.\frac{k}{\mu_2} \cdot \frac{\partial \Phi_2}{\partial n}\right|_\sigma, \tag{3}$$

unde C este o funcţie dată;

— pentru practică o mare importanţă prezintă deplasarea suprafeţei σ în timp. Se poate arăta că ecuaţia suprafeţei σ, $\sigma(x, y, z) = 0$, satisface în fiecare moment de timp următoarea condiţie:

$$m \frac{\partial \sigma}{\partial t} + \frac{\partial \sigma}{\partial x} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial x} + \frac{\partial \sigma}{\partial y} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial y} + \frac{\partial \sigma}{\partial z} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial z} = 0 \tag{4}$$

unde m este o constantă dată.

În acest mod, suprafaţa $\sigma(x, y, z, t) = 0$ se determină cu ajutorul sistemului de ecuaţii (1) şi (4), ceea ce implică multe greutăţi.

Modelarea electrică a acestei probleme se bazează pe integrarea ecuaţiei (1) cu condiţiile la limită (2), (3) în lungul lui σ şi cu condiţii de tipul I, II sau III pe S_1 şi S_2.

Deplasarea suprafeţei σ în timp se poate găsi pe baza valorilor funcţiilor Φ_1 şi Φ_2, determinate pe model.

Presupunem că trebuie găsită deplasarea frontierei σ în intervalul de timp T. Pentru a rezolva problema pusă se va împărţi intervalul de timp $0 \leqslant t \leqslant T$ în q subintervale arbitrare. În acest mod se înlocuieşte funcţia $\Phi(x, y, z, t)$ continuă în raport cu timpul t, împreună cu derivatele ei, cu funcţia $\varphi(x, y, z, t_i)$, unde timpul t_i este un parametru constant în orice subinterval $t_i \leqslant t < t_i + \Delta t$. Funcţia $\varphi(x, y, z, t_i)$ este constantă în subintervalele de timp alese şi aproximează cu atît mai bine funcţia $\Phi(x, y, z, t)$ cu cît numărul subintervalelor q este mai mare. În acest mod problema se reduce la integrarea a q ecuaţii Laplace pentru funcţia $\varphi(x, y, z)$. De obicei poziţia iniţială a graniţei σ este dată. După fiecare interval de timp $\Delta t = \frac{T}{q}$ se efectuează calculul deplasării punctelor frontierei σ pe baza valorilor găsite pentru funcţia φ. Integrarea ecuaţiei diferenţiale pe care o satisface φ în fiecare subinterval de timp şi calculul deplasării frontierei σ alternează. La modelarea obişnuită deplasarea frontierei conduce la schimbarea parametrilor modelului. În cazul folosirii unei reţele electrice se modifică valorile rezistenţelor acelei zone care la deplasarea frontierei σ a trecut din subdomeniul D_2 în subdomeniul D_1, în concordanţă cu noua valoare a parametrului μ. Procesul de schimbare a valorilor rezistenţelor este laborios şi necesită folosirea unor rezistenţe variabile.

În cele ce urmează se expune o nouă metodă pentru modelarea deplasării frontierei σ, folosind transformatoare introduse de-a lungul frontierei σ, ceea ce înlătură necesitatea modificării valorilor rezistenţelor reţelei.

Metoda se bazează pe modelarea schimbării în salt a parametrului μ la trecerea din subdomeniul D_1 în subdomeniul D_2, cu ajutorul transformatoarelor care adaptează în mod corespunzător valorile rezistenţelor reţelei din subdomeniile D_1 şi D_2. Pentru a demonstra posibilitatea folosirii noii metode presupunem că o problemă plană se modelează pe o reţea conform metodei obişnuite. Considerăm că la momentul de timp dat frontiera comună σ ocupă o anumită poziţie. Se taie reţeaua în lungul frontierei σ şi se obţin două reţele independente pe care sînt modelate subdomeniile D_1 şi D_2. Fixînd pe toate frontierele (inclusiv fosta frontieră comună) potenţialele electrice anterioare se va obţine, în nodurile celor două reţele, distribuţia precedentă de potenţial. Conform metodei obişnuite de modelare a acestor probleme, valorile rezistenţelor subdomeniului D_1, în comparaţie cu valorile aceloraşi rezistenţe cînd aparţineau subdomeniului D_2, trebuie modificate de $\frac{\mu_1}{\mu_2}$ ori. Vom examina reţelele corespunzătoare subdomeniilor D_1 şi D_2 ca doi multipoli cu M şi respectiv N borne, în raport cu punctele de pe frontieră. Vom căuta legătura dintre curenţii şi tensiunile la borne ale multipolilor şi condiţia legării celor doi multipoli la bornele corespunzătoare frontierei σ. Pentru multipolii reprezentaţi în figura 2 se pot scrie următoarele ecuaţii:

$$\|I\| = \|Y\| \, \|U\|, \tag{5}$$

$$\|i\| = \|y\| \, \|u\|, \tag{6}$$

unde:

$$\|I\| = \begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_M \end{Vmatrix}; \quad \|U\| = \begin{Vmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_M \end{Vmatrix}; \tag{7}$$

$$\|i\| = \begin{Vmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{Vmatrix}; \quad \|u\| = \begin{Vmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_N \end{Vmatrix}; \tag{8}$$

$$\|Y\| = \begin{Vmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1M} \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdots & Y_{2M} \\ \vdots & & & \\ Y_{M1} & Y_{M2} & \cdots & Y_{MM} \end{Vmatrix}; \tag{9}$$

$$\|y\| = \begin{Vmatrix} y_{11} & y_{11} & \cdots & y_{1N} \\ y_{21} & y_{22} & \cdots & y_{2N} \\ \vdots & & & \\ y_{N1} & y_{N2} & \cdots & y_{NN} \end{Vmatrix}; \tag{10}$$

unde:

$I_{1,2 \cdots M}$ şi $i_{1,2 \cdots N}$ sînt curenţii care intră în bornele multipolilor M şi N;

$U_{1,2 \cdots M}$ şi $u_{1,2 \cdots N}$ — tesiunile la bornele multipolilor M, N, luate în raport cu pămîntul;

Y_{KI}, y_{KI} sînt admitanţele multipolilor M şi N. Deoarece elementele matricei (9) conţin un coeficient constant $\frac{\mu_2}{\mu_1}$ se poate scrie:

$$\|Y\| = \begin{Vmatrix} \frac{\mu_2}{\mu_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{\mu_2}{\mu_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & & \frac{\mu_2}{\mu_1} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} & \cdots & Y'_{1M} \\ Y'_{21} & Y'_{22} & \cdots & Y'_{2M} \\ \vdots & & & \\ Y'_{M1} & Y'_{M2} & \cdots & Y'_{MM} \end{Vmatrix}; \tag{11}$$

unde:

$$Y'_{KI} = \frac{\mu_1}{\mu_2} Y_{KI}.$$

$\|Y'\|$ reprezintă matricea admitanţelor multipolului M în cazul cînd ele ar fi fost calculate pe baza parametrilor lichidului care ocupă subdomeniul D_2.

Urmează să se determine modul în care trebuie să se modifice tensiunile la bornele multipolului M' cu matricea impedanţelor $\| Y' \|$ pentru a putea lega bornele I, K, L cu bornele I, K, L ale multipolului N (fig. 2) în condiţiile

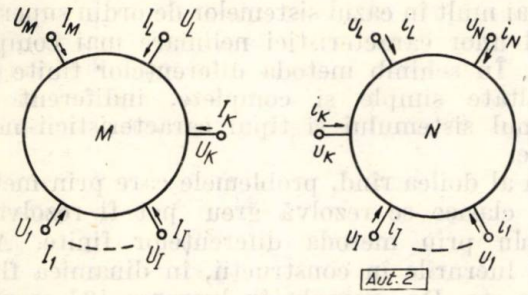


Fig. 2. Reprezentarea subdomeniilor D_1 şi D_2 sub forma unor multipoli.

constantei tensiunilor tuturor nodurilor interne ale reţelei pe care se reprezintă subdomeniul D_2. Cu ajutorul relaţiei (11) ecuaţia (5) se poate scrie astfel :

$$\| I \| = \left\| \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \right\| \| Y \| \| U \|, \qquad (12)$$

unde $\left\| \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \right\|$ este matricea diagonală de ordinul M.

Se înmulţeşte partea dreaptă şi stîngă a ecuaţiei (12) cu matricea diagonală $\left\| \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2}} \right\|$ de ordinul M. În final se obţine :

$$\left\| \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2}}\, I \right\| = \| Y' \| \left\| \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}}\, U \right\|. \qquad (13)$$

De aici se poate trage concluzia că la schimbarea admitanţei reţelei de $\frac{\mu_2}{\mu_1}$ ori şi a tensiunii la borne, de $\sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}}$ ori, curenţii care intră în bornele multipolului se modifică de $\sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2}}$ ori.

Cu ajutorul unor transformatoare ideale se leagă bornele comune I, K, L ale multipolilor M' şi N ; la celelalte borne ale multipolului M' se aplică tensiunile $\sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} U_1, \ldots \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} U_M$, iar la bornele multipolului N tensiunile u_1, $u_2 \ldots u_N$ (fig. 3).

Legarea normală a celor două reţele necesită alegerea unui coeficient de transformare astfel încît să existe egalitatea :

$$U_{(I,K,L)} = u_{(I,K,L)}. \qquad (14)$$

Folosind transformatoare ideale cu coeficientul de transformare $\frac{w_2}{w_1}$ se pot asigura următoarele relaţii între tensiunile $\sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}}\, U_{(I,K,L)}$ şi $u_{(I,K,L)}$, pe de o parte, şi între curenţii $\sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2}}\, I_{(I,K,L)}$ şi $i_{(I,K,L)}$, pe de altă parte :

$$u_{(I,K,L)} = \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \cdot U_{(I,K,L)}, \qquad (15)$$

$$i_{(I,K,L)} = \frac{w_1}{w_2} \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2}} \cdot I_{(I,K,L)}. \qquad (16)$$

Condiţia (14) este satisfăcută cînd are loc relaţia :

$$\frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2}}. \qquad (17)$$

În concluzie, se pot face următoarele observaţii :

— la măsurarea potenţialelor electrice în nodurile interne ale reţelelor D_1 şi D_2 mărimile măsurate în nodurile reţelei D_1 se înmulţesc cu factorul $\sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2}}$;

— condiţia (17) determinată, legată de schimbarea scărilor tensiunilor şi curenţilor în reţeaua care reprezintă domeniul D_2, îşi păstrează valabilitatea şi în cazul modelării problemelor cu condiţii la limită de tipul II sau III.

Metoda prezentată a fost folosită de autori la construcţia unei reţele electrice prevăzute cu transformatoare. Pe această reţea au fost modelate probleme de dislocuire a ţiţeiului de către apă în zăcăminte de ţiţei în condiţiile acţiunii forţei de gravitaţie şi capilarităţii [2].

Au fost realizate transformatoare care îndeplineau următoarele condiţii : precizie foarte bună a coeficientului de transformare ; erori minime privind defazajul mărimilor din primar şi secundar ; o mare inductanţă de mers în gol şi pierderi minime în miezul magnetic. La aceste condiţii au răspuns transformatoarele avînd un miez toroidal din ferită lucrînd la inducţii mici.

De asemenea a fost mărită frecvenţa tensiunii de alimentare a modelului la 450 Hz

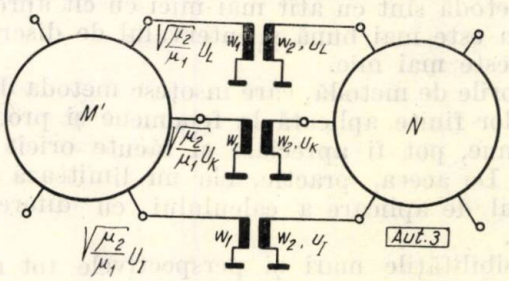


Fig. 3. Cuplarea multipolilor cu ajutorul transformatoarelor dispuse în punctele frontierei comune.

şi au fost compensate pierderile reactive ale transformatorului cu ajutorul condensatoarelor [3].

BIBLIOGRAFIE

[1] Piskunov, N. S. *Trudî 3-go matematiceskogo sezda*, vol. 1. Moscova, 1956.

[2] Petrescu, A. *Elektriceskoe modelirovanie protessa filtratii jidkostei s ucetom sili tiajesti*. Dizertaţia. Moscova, M.E.I., 1963.

[3] Tetelbaum, I. M. *Elektrische Analogierechenverfahren*. Berlin, Verlag Technik, 1964.

Ing. C. BELEA dr. în şt. tehn.

Metoda diferenţelor finite în teoria sistemelor automate continue

Calculul cu diferenţe finite constituie un puternic instrument matematic de cercetare cu aplicaţii în cele mai diferite domenii ale ştiinţei şi tehnicii. El reprezintă singura alternativă a calculului diferenţial şi integral, care poate fi folosită la studiul fenomenelor discontinue sau discrete. Aşa de exemplu, sistemele automate discrete, automatele finite etc. se studiază cu ajutorul unor metode matematice bazate pe diferenţe finite (metoda simbolică, metoda transformatei discrete Laplace sau în z etc.).

Dar sfera aplicaţiilor calculului cu diferenţe finite depăşeşte cu mult cadrul fenomenelor, mărimilor şi funcţiilor discontinue şi discrete. Chiar şi apariţia calculului cu diferenţe finite este legată nu atît de fenomenele discrete, cît de necesitatea stabilirii unor metode numerice de calcul pentru procesele continue.

Cele mai multe tabele matematice s-au întocmit pe baza unor formule de calcul cu mărimi discrete. Acest aspect a căpătat o importanţă deosebită în urma apariţiei maşinilor electronice de calcul numerice, care lucrează cu mărimi discrete, indiferent dacă se studiază fenomene sau procese cu caracter continuu sau discret.

Simpla discretizare a unei variabile pentru a determina prin puncte o funcţie continuă de această variabilă nu înseamnă că s-a trecut la calculul cu diferenţe finite. Metoda diferenţelor finite presupune nu numai o simplă discretizare a variabilei [1], [2], ci şi înlocuirea sau aproximarea funcţiei în intervalul de discretizare cu o funcţie mai simplă. Această înlocuire generează erori de metodă. Erorile de metodă sînt cu atît mai mici cu cît aproximarea este mai bună şi intervalul de discretizare este mai mic.

Erorile de metodă, care însoţesc metoda diferenţelor finite, aplicată la fenomene şi procese continue, pot fi apreciate şi făcute oricît de mici. De aceea, practic, ele nu limitează domeniul de aplicare a calculului cu diferenţe finite.

Posibilităţile mari şi perspectivele tot mai largi ale calculului cu diferenţe finite se datoresc următoarelor două împrejurări esenţiale. În primul rînd metoda diferenţelor finite permite să se rezolve probleme de calcul matematic, care cu metodele analizei clasice şi matematicilor speciale nu pot fi rezolvate în etapa actuală.

Aşa, de exemplu, ecuaţia diferenţială $T\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{dx}{dt} = kx^2$, care descrie funcţionarea unui sistem extremal simplu, nu se poate integra prin metodele obişnuite. Problema se complică şi mai mult în cazul sistemelor de ordin superior şi al unor caracteristici neliniare mai complicate. În schimb metoda diferenţelor finite dă rezultate simple şi complete, indiferent de ordinul sistemului şi tipul caracteristicii neliniare.

În al doilea rînd, problemele care prin metodele clasice se rezolvă greu pot fi rezolvate simplu prin metoda diferenţelor finite. Aşa stau lucrurile în construcţii, în dinamica fluidelor etc. De exemplu, în lucrarea [3] se prezintă o metodă de rezolvare a unor ecuaţii din fizica matematică prin modelare pe baza diferenţelor finite.

Este important, de asemenea, şi faptul că metoda diferenţelor finite dă soluţiile problemelor într-o formă care poate fi introdusă nemijlocit în maşinile de calcul, în timp ce soluţiile obţinute prin alte metode necesită o prelucrare suplimentară şi o adaptare la limbajul maşinii.

Metoda diferenţelor finite are şi unele dezavantaje. Astfel, datorită caracterului local al mărimilor cu care lucrează nu oferă posibilitatea unor analize globale a rezultatelor înainte de efectuarea calculelor. De exemplu, la integrarea unei ecuaţii diferenţiale este greu de spus dacă soluţia va fi stabilă, va avea caracter oscilator, aperiodic etc. De aceea metoda diferenţelor finite nu înlocuieşte metodele generale de analiză (acolo unde asemenea metode există), ci le completează cu posibilităţi şi mijloace eficace de calcul numeric. Într-un ciclu de articole se vor prezenta trăsăturile fundamentale ale metodei diferenţelor finite şi posibilităţile de aplicare a acestei metode la studiul, calculul şi proiectarea sistemelor automate de diferite tipuri: liniare, neliniare şi autoacordabile. Rezultatele finale se dau sub forma unor algoritmi şi formule de calcul care pot fi aplicate direct la rezolvarea problemelor abordate cu şi fără folosirea tehnicii moderne de calcul.

Algoritmul de integrare a ecuaţiilor diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi prin metoda diferenţelor finite

Se consideră ecuaţia diferenţială neomogenă:

$$A(D)\,x(t) = B(D)\,f(t), \qquad (1)$$

unde $A(D)$ şi $B(D)$ sînt operatori de diferenţiere liniari cu coeficienţi constanţi:

$$\left.\begin{aligned} A(D) &= a_n D^n + a_{n-1}D^{n-1} + \ldots + a_1 D + 1 \\ B(D) &= b_m D^m + b_{m-1}D^{m-1} + \ldots + b_1 D + b_0 \end{aligned}\right\} m \leqslant n;$$

$$D = \frac{d}{dt}.$$

Ecuaţia diferenţială (1) de ordinul n se poate descompune univoc într-un sistem de n ecuaţii diferenţiale de ordinul întîi, de forma :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 \\
\dot{z}_2 &= z_3 \\
&\vdots \\
\dot{z}_{n-1} &= z_n \\
\dot{z}_n &= \frac{1}{a_n}\Big[b_m g_{m+1} + \ldots + b_0 g_1 - a_{n-1} z_n - \ldots - \\
&\qquad - a_1 z_2 - z_1\Big],
\end{aligned} \tag{2}$$

unde s-a notat $z_1(t) = x(t)$, $g_1(t) = f(t)$, $g_2(t) = \dot{g}_1(t), \ldots, g_{m+1}(t) = \dot{g}_m(t)$.

Toate ecuaţiile (2) sînt de forma :

$$\dot{z}(t) = \varphi(t), \tag{3}$$

în care $\varphi(t)$ depinde de variabila t prin $z_i(t)$ şi $g_j(t)$. Soluţia ecuaţiei (3) poate fi construită prin puncte cu ajutorul formulei :

$$z((k+1)\tau) = z(k\tau) + \int_0^\tau \varphi(k\tau + \theta)\, d\theta, \quad (k = 0,1,2,\ldots), \tag{4}$$

unde τ reprezintă pasul de integrare. Pentru a putea efectua integrarea în formula (4) se va aproxima funcţia $\varphi(t)$ în intervalul $k\tau \leqslant t < (k+1)\tau$ cu o funcţie cunoscută (constantă, liniară, parabolică etc.). În acest mod se pot obţine diferite formule aproximative de calcul numeric (pas cu pas) pentru soluţia ecuaţiei (3) şi a sistemului de ecuaţii (2) în ansamblu.

Erorile de metodă corespunzătoare diferitelor formule aproximative pot fi estimate şi reduse oricît de mult prin alegerea corespunzătoare a pasului de integrare τ. Cele mai simple rezultate se obţin, evident, folosind prima aproximaţie, adică formula dreptunghiurilor. Dar pentru obţinerea unei precizii de calcul corespunzătoare cu această formulă trebuie redus mult intervalul τ, ceea ce duce la creşterea volumului calculelor.

Rezultate nu prea complicate, dar mult mai exacte, cu un pas de integrare apreciabil, dă metoda interpolării liniare (formula trapezelor) şi metoda interpolării pătratice (formula lui Simpson).

a) *Interpolarea liniară.* În cazul interpolării liniare, folosind formula trapezelor, soluţia (4) se transformă astfel :

$$\Delta z_k = \frac{\tau}{2}\left(\varphi_k + \varphi_{k+1}\right) = \tau\left(\varphi_k + \frac{1}{2}\Delta\varphi_k\right), \tag{5}$$

unde s-a notat $\Delta z_k = z_{k+1} - z_k$, $z_{k+1} = z((k+1)\tau)$, $z_k = z(k\tau)$.

Aceeaşi semnificaţie au şi notaţiile $\Delta\varphi_k$, φ_{k+1} şi φ_k.

Aplicînd formula (5) la toate ecuaţiile sistemului (2), după efectuarea cîtorva transformări, se obţine următorul algoritm de calcul (a se vedea anexa punctul 1) :

$$\begin{aligned}
\Delta z_{nk} &= A_1 z_{1k} + A_2 z_{2k} + \ldots + A_n z_{nk} + B_1 g_{1k} + B_2 g_{2k} + \ldots + B_m g_{mk} + \frac{1}{\tau} B_{m+1}\, \Delta g_{mk} \\
\Delta z_{n-1k} &= \tau\left(z_{nk} + \frac{1}{2}\Delta z_{nk}\right) \qquad \Delta g_{mk} = \tau\left(g_{m+1k} + \frac{1}{2}\Delta g_{m+1k}\right) \\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
\Delta z_{1k} &= \tau\left(z_{2k} + \frac{1}{2}\Delta z_{2k}\right) \qquad \Delta g_{1k} = \tau\left(g_{2k} + \frac{1}{2}\Delta g_{2k}\right),
\end{aligned} \tag{6}$$

unde s-a notat :

$$\begin{aligned}
A_1 &= \frac{-\tau}{a_n + a_{n-1}\frac{\tau}{2} + \ldots + a_1\left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1} + \left(\frac{\tau}{2}\right)^n} \\
A_2 &= a_1 A_1 + \frac{\tau}{2} A_1 \\
A_3 &= a_2 A_1 + \frac{\tau}{2} A_2 \\
&\ldots\ldots\ldots\ldots \\
A_n &= a_{n-1} A_1 + \frac{\tau}{2} A_{n-1} \\
B_1 &= -b_0 A_1 \\
B_2 &= \frac{b_1}{b_0} B_1 + \frac{\tau}{2} B_1 \\
B_3 &= \frac{b_2}{b_0} B_1 + \frac{\tau}{2} B_2 \\
&\ldots\ldots\ldots\ldots \\
B_{m+1} &= \frac{b_m}{b_0} B_1 + \frac{\tau}{2} B_m.
\end{aligned} \tag{7}$$

Acest algoritm este foarte expeditiv. După ce s-a calculat coeficientul A_1, se obţine imediat $A_2, A_3, \ldots, A_n$ şi respectiv $B_1, B_2, B_3, \ldots, B_{m+1}$. Cunoscînd aceşti coeficienţi şi valorile iniţiale $z_{10}, z_{20}, \ldots, z_{n0}$ (care sînt tocmai condiţiile iniţiale ale ecuaţiei diferenţiale date) se calculează prima diferenţială finită Δz_{n0} cu prima formulă (6), apoi Δz_{n-10} din a doua formulă (6) ş.a.m.d. pînă la Δz_{10}. Folosind formula generală $z_{l1} = z_{l0} + \Delta z_{l0}$ $(l = 1, 2, \ldots, n)$, se calculează valorile $z_{11}, z_{21}, \ldots, z_{n1}$, iar cu acestea se aplică din nou formulele (6) pentru $k = 1$.

În ce priveşte funcţia $f(t) = g_1(t)$, aceasta se poate da analitic, grafic, sub formă de tabelă etc. Dacă această funcţie se dă analitic, atunci valorile g_{jk} se calculează direct din derivatele $f^{(j-1)}(t)$. În cazul unor funcţii (t) tipice, cum sînt cele polinominale, ecuaţia (1) poate fi redusă la o ecuaţie omogenă [2], şi atunci algoritmul (6) se simplifică şi mai mult.

Erorile de metodă în cazul interpolării liniare se calculează cu formula:

$$\varepsilon_\varphi = -\frac{\tau^3}{12}\ddot{\varphi}(k\tau + \theta),\ (0 \leqslant \theta \leqslant \tau).$$

Aplicînd această relaţie în cazul tratat şi luînd pentru simplificare $\theta = 0$, se obţine:

$$\varepsilon_{z_{lk}} = -\frac{\tau^3}{12} z_{l+3k},\ (l = 1, 2, \ldots, n). \quad (8)$$

Prima dintre aceste formule $(l = 1)$ dă eroarea soluţiei $x_k = z_{1k}$, iar celelalte dau erorile derivatelor. În formulele (8) se va lua:

$$\left.\begin{aligned} z_{n+1} &= \frac{1}{a_n}\left[\sum_{j=0}^{m} b_j g_{j+1} - \sum_{i=0}^{n-1} a_i z_{i+1}\right] \\ z_{n+2} &= \frac{1}{a_n}\left[\sum_{j=0}^{m} b_j g_{j+2} - \sum_{i=0}^{n-1} a_i z_{i+2}\right] \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \end{aligned}\right\} (a_0 = 1).$$

Algoritmul (6) poate fi transformat astfel încît să nu mai fie necesar calculul derivatelor $z_{2k}, \ldots, z_{nk}$; $g_{2k}, \ldots, g_{nk}$ şi al diferenţelor lor finite. În acest caz soluţia $z_1(t) = x(t)$ în punctul $t = (k + n)\tau$ se va exprima în funcţie de valorile ei în n puncte consecutive anterioare şi de valorile semnalului f (t) în aceleaşi puncte:

$$x_{k+n} = (1 + \alpha_{n-1})x_{k+n-1} + \alpha_{n-2}x_{k+n-2} + \ldots + \alpha_1 x_{k+1} + \alpha_0 x_k + \beta_n f_{k+n} + \beta_{n-1} f_{k+n-1} + \ldots + \beta_1 f_{k+1} + \beta_0 f_k,\ (k = 0, 1, 2, \ldots). \quad (9)$$

Coeficienţii α, β ai acestei dezvoltări se calculează cu ajutorul formulelor (a. 8) şi (a.10) din anexă. Pe baza acestor formule s-au întocmit tabelele T_α şi T_β pentru ecuaţiile diferenţiale (1) de ordinul $n = 1 \div 5$.

În cazul ecuaţiilor omogene primele n valori $x_0, x_1 \ldots, x_{n+1}$ $(k = 0)$ din formula (9) au rolul condiţiilor iniţiale. Ele pot fi determinate din condiţiile iniţiale clasice $x_0, x_0', \ldots x_0^{(n-1)}$, folosind algoritmul (6) pentru $k = 1, 2, \ldots$ $\ldots, n-1$. La ecuaţiile neomogene valorile $x_0, x_1, \ldots, x_{n-1}$ conţin componentele libere date de condiţiile iniţiale şi componentele forţate date de partea dreaptă a ecuaţiei (1). În acest caz algoritmul (6) dă direct suma componentelor libere şi forţate.

b) *Interpolarea pătratică.* Interpolarea pătratică se exprimă prin formula lui Simpson, cu ajutorul căreia soluţia (4), luată de la 0 la 2τ, devine:

$$\Delta z_{k+1} = -\Delta z_k + \frac{\tau}{3}(\varphi_k + 4\varphi_{k+1} + \varphi_{k+2}). \quad (10)$$

Aplicînd această formulă la toate ecuaţiile sistemului (2) şi efectuînd cîteva transformări se obţine algoritmul de calcul corespunzător, asemănător cu algoritmul (6). Acest algoritm este mai complicat şi de aceea nu se foloseşte la integrarea ecuaţiilor diferenţiale. În schimb, formula (10) dă rezultate bune la sinteza operatorilor dinamici, problemă care se abordează în continuare.

Pentru aplicarea formulei (10) sînt necesare nu numai valorile iniţiale $(k = 0)$, ci şi valorile coordonatelor în punctul $k = 1$. Acestea se obţin din condiţiile iniţiale prin metoda interpolării liniare, împărţind primul interval în 2—3 subintervale.

Erorile de metodă în cazul interpolării pătratice se calculează cu formula:

$$\varepsilon_\varphi = -\frac{\tau^5}{90}\varphi^{IV}(k\tau + \theta)\ (0 \leqslant \theta \leqslant 1), \quad (11)$$

care, pentru coordonatele sistemului, ia forma aproximativă

$$\varepsilon_{z_{lk}} = -\frac{\tau^5}{90} z_{l+5\,k},\ (l = 1, 2, \ldots, n). \quad (12)$$

Observaţiile privitoare la formulele (8) se extind şi asupra formulelor (12).

Calculul sistemelor automate liniare şi al elementelor lor prin metoda diferenţelor finite

Se consideră un sistem automat sau element dinamic, care are funcţia de transfer:

$$Y(D) = \frac{B(D)}{A(D)}. \quad (13)$$

La intrare sau în alt punct al sistemului, respectiv elementului, se aplică un semnal f (t) care generează la ieşire un răspuns $x(t)$. În legătură cu acestea se pot formula următoarele probleme:

a) Dîndu-se funcţia de transfer $Y(D)$ a sistemului sau elementului şi semnalul de comandă f (t), să se calculeze răspunsul $x(t)$ — (problema directă).

b) Dîndu-se funcţia de transfer $Y(D)$ şi semnalul de răspuns $x(t)$, să se calculeze semnalul de comandă f (t) — (problema inversă).

c) Dîndu-se semnalul de comandă f (t) şi semnalul de răspuns $x(t)$, să se calculeze funcţia de transfer $Y(D)$ — (problema sintezei).

Toate aceste probleme se pot rezolva uşor cu metoda matematică prezentată în paragraful precedent.

Problema directă. Cunoscînd funcţia de transfer $Y(D)$, care are forma (13), se construieşte

Tabela T_α

$n=1$	$\alpha_0 = A_1$		
$n=2$	$\alpha_1 = 1 + \frac{\tau}{2} A_1 + A_2$	$\alpha_0 = -\left(1 - \frac{\tau}{2} A_1 + A_2\right)$	
$n=3$	$\alpha_2 = 2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_1 + \frac{\tau}{2} A_2 + A_3$ $\alpha_1 = -\left[3 - 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_1 + 2A_3\right]$	$\alpha_0 = 1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_1 - \frac{\tau}{2} A_2 + A_3$	
$n=4$	$\alpha_3 = 3 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_2 + \frac{\tau}{2} A_3 + A_4$ $\alpha_2 = -\left[6 - 3\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_2 + \frac{\tau}{2} A_3 + 3A_4\right]$	$\alpha_1 = 4 + 3\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_2 - \frac{\tau}{2} A_3 + 3A_4$ $\alpha_0 = -\left[1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_2 - \frac{\tau}{2} A_3 + A_4\right]$	
$n=5$	$\alpha_4 = 4 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^4 A_1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_3 + \frac{\tau}{2} A_4 + A_5$ $\alpha_3 = -\left[10 - 4\left(\frac{\tau}{2}\right)^4 A_1 - 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_2 + 2\frac{\tau}{2} A_4 + 4A\right]$ $\alpha_2 = 10 + 6\left(\frac{\tau}{2}\right)^4 A_1 - 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_3 + 6A_5$ $\alpha_1 = -\left[5 - 4\left(\frac{\tau}{2}\right)^4 A_1 + 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_2 - 2\left(\frac{\tau}{2}\right) A_4 + 4A_5\right]$ $\alpha_0 = 1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^4 A_1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 A_2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_3 - \frac{\tau}{2} A_4 + A_5$		

Observaţie. Coeficienţii fiecărei ecuaţii diferenţiale de ordinul n satisfac relaţia $\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i = \tau^{n-1} A_1$.

Tabela T_β

$n=1$	$\beta_1 = \frac{1}{\tau} B_2$	$\beta_0 = B_1 - \frac{1}{\tau} B_2$	
$n=2$	$\beta_2 = \frac{1}{\tau} B_3$	$\beta_1 = \frac{\tau}{2} B_1 + B_2 - \frac{2}{\tau} B_3$	$\beta_0 = \frac{\tau}{2} B_1 - B_2 + \frac{1}{\tau} B_3$
$n=3$	$\beta_3 = \frac{1}{\tau} B_4$ $\beta_2 = \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_1 + \frac{\tau}{2} B_2 + B_3 - \frac{3}{\tau} B_4$	$\beta_1 = 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_1 - 2B_3 + \frac{3}{\tau} B_4$ $\beta_0 = \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_1 - \frac{\tau}{2} B_2 + B_3 - \frac{1}{\tau} B_4$	
$n=4$	$\beta_4 = \frac{1}{\tau} B_5$ $\beta_3 = \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_2 + \frac{\tau}{2} B_3 + B_4 - \frac{4}{\tau} B_5$ $\beta_2 = 3\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_2 - \frac{\tau}{2} B_3 - 3B_4 + \frac{6}{\tau} B_5$	$\beta_1 = 3\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_2 - \frac{\tau}{2} B_3 + 3B_4 - \frac{4}{\tau} B_5$ $\beta_0 = \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_2 + \frac{\tau}{2} B_3 - B_4 + \frac{1}{\tau} B_5$	
$n=5$	$\beta_5 = \frac{1}{\tau} B_6$ $\beta_4 = \left(\frac{\tau}{2}\right)^4 B_1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_3 + \frac{\tau}{2} B_4 + B_5 - \frac{5}{\tau} B_6$ $\beta_3 = 4\left(\frac{\tau}{2}\right)^4 B_1 + 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_2 - 2\frac{\tau}{2} B_4 - 4B_5 + \frac{10}{\tau} B_6$ $\beta_2 = 6\left(\frac{\tau}{2}\right)^4 B_1 - 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_3 + 6B_5 - \frac{10}{\tau} B_6$ $\beta_1 = 4\left(\frac{\tau}{2}\right)^4 B_1 - 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_2 + 2\frac{\tau}{2} B_4 - 4B_5 + \frac{5}{\tau} B_6$ $\beta_0 = \left(\frac{\tau}{2}\right)^4 B_1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^3 B_2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 B_3 - \left(\frac{\tau}{2}\right) B_4 + B_5 - \frac{1}{2} B_5$		

Observaţie. Coeficienţii fiecărei ecuaţii diferenţiale de ordinul n satisface relaţia $\sum_{j=0}^{n-1} \beta_j = \tau^{n-1} B_1$.

imediat o ecuaţie diferenţială de forma (1). În această ecuaţie mărimea $x(t)$ poate fi răspunsul la ieşire, eroarea sau oricare din coordonatele sistemului automat, iar $f(t)$ poate fi un semnal de comandă la intrare sau o forţă perturbatoare aplicată în orice punct al sistemului. Operatorul caracteristic $A(D)$ rămîne neschimbat pentru toate aceste cazuri, iar operatorul $B(D)$ se modifică de la caz la caz, în funcţie de punctul în care se aplică semnalul $f(t)$.

Aplicînd formula (4) ecuaţiilor (2), s-a presupus că semnalul $f(t)$ este continuu şi derivabil de m ori. În aceste condiţii şi $x(t)$ este continuu şi derivabil de n ori. În realitate însă funcţia $f(t)$ şi derivatele ei pot suferi discontinuităţi de speţa I (finite) în unul sau mai multe puncte discrete. Aşa de exemplu, funcţia $f(t) = 1(t)$ prezintă o discontinuitate în momentul iniţial $t = 0$; funcţia $f(t) = t \cdot 1(t)$ este continuă, dar derivata ei este discontinuă în momentul iniţial etc.

Discontinuităţile funcţiei $f(t)$ şi ale derivatelor ei într-un punct $t = t_0$ modifică în salt valoarea răspunsului $x(t)$ şi a derivatelor lui. Dacă discontinuităţile răspunsului $x(t)$ şi ale derivatelor lui se calculează separat şi se introduc în momentul respectiv, atunci cu funcţia $f(t)$ se lucrează ca şi cînd ar fi continuă împreună cu derivatele ei.

şi se cere răspunsul sistemului pentru condiţii iniţiale nule, admiţîndu-se o eroare (de metodă) de maximum 5%.

Rezolvare. Datorită discontinuităţii semnalului $f(t) = l(t)$ în momentul iniţial, derivata secundă a răspunsului $x''(0)$ face un salt de la valoarea iniţială nulă la valoarea $x''(0) = 3$, care rezultă din prima ecuaţie (14). Prin urmare vom avea $z_{10} = z_{20} = 0$; $z_{30} = 3$. Pentru determinarea pasului de integrare din condiţia erorii de metodă se foloseşte valoarea

$$z_{40} = b_1 f'(0) + b_0 f(0) - a_2 z_{30} - a_1 z_{20} - z_{10} = 1 - 9 = -8.$$

Coordonata $z_4(t)$ nu va depăşi în modul valoarea ei iniţială, deoarece sistemul este stabil. Rezultă deci că această valoare poate fi folosită pentru determinarea pasului de integrare τ din formula (8) pentru $l = 1$. Se obţine $\tau < 0{,}422$ s. Totuşi, datorită faptului că $z_4(t)$ scade repede în modul, se poate alege un pas de integrare mai mare. Luăm $\tau = 0{,}5$ s. Din formulele (7) se obţine $A_1 = -B_1 = -0{,}265$; $A_2 = -B_2 = -0{,}832$; $A_3 = 0{,}976$; $B_3 = 0{,}208$; $B_4 = 0{,}052$.

Efectuînd calculele după formulele (6) se obţin valorile din tabela T_x, linia a 2-a. În linia a 3-a a acestei tabele se dau valorile obţinute cu formula exactă $x(t) = 1 + e^{-1}(1 + t - t^2)$

Tabela T_x

t [s]	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0
$z_1(t)$	0	0,208	0,615	0,946	1,147	1,265	1,281	1,251	1,205	1,160	1,121	1,091	1,065
$x(t)$	0	0,242	0,632	0,944	1,135	1,225	1,249	1,233	1,202	1,164	1,128	1,097	1,053

Pentru calculul discontinuităţilor $\delta x^{(i)}(t_0) = x^{(i)}(t_0 + 0) - x^{(i)}(t_0 - 0)$ se folosesc ecuaţiile [4]:

$$a_n \delta x^{(n-m)}(t_0) = b_m \delta f(t_0)$$
$$a_n \delta x^{(n-m+1)}(t_0) + a_{n-1} \delta x^{(n-m)}(t_0) = b_m \delta f'(t_0) + b_{m-1} \delta f(t_0) \quad (14)$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$a_n \delta x^{(n-1)}(t_0) + a_{n-1} \delta x^{(n-2)}(t_0) + \ldots + a_1 \delta x^{(n-m)}(t_0) = b_m \delta f^{(m)}(t_0) + \ldots + b_0 \delta f(t_0),$$

care rezultă din condiţiile de echivalenţă ale infiniţilor de acelaşi ordin de mărime din partea stîngă şi partea dreaptă a ecuaţiei diferenţiale (1).

Se va ilustra rezolvarea problemei directe cu ajutorul formulelor (6), (9) şi (14) pe următorul exemplu:
se dă

$$Y(D) = \frac{3D+1}{D^3 + 3D^2 + 3D + 1}, \quad f(t) = l(t)$$

Din analiza acestei tabele rezultă că erorile de metodă nu depăşesc 4% din valoarea stabilizată. Aceleaşi rezultate se obţin şi cu formula (9), dar mai repede. De observat că în cazul de faţă nu trebuie calculaţi coeficienţii $\beta_0, \beta_1, \ldots, \beta_4$, ci suma lor, deoarece $f_k = f_{k+1} = f_{k+2} = f_{k+3} = 1$; suma acestor coeficienţi este $\tau^2 B_1$.

Formulele (6) şi (9) permit să se aprecieze comportarea sistemelor automate în regim stabilizat fără a efectua calculele numerice. Întrucît în regim stabilizat avem $x_k = x_{k+1} = \ldots = x_{k+n} = x_\infty$ şi $f_k = f_{k+1} = \ldots = f_{k+n} = f_\infty$, din formula (9) se obţine:

$$\left(\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i\right) x_\infty + \left(\sum_{j=0}^{n} \beta_j\right) f_\infty = 0 \quad \text{sau} \quad \tau^{n-1}(A_1 x_\infty + B_1 f_\infty) = 0$$

de unde ţinînd seamă de relaţia (7);

$$x_\infty = -\frac{B_1}{A_1} f_\infty = b_0 f_\infty, \quad (a_0 = 1).$$

Aceasta înseamnă că sistemul va reproduce cu precizie la ieşire orice mărime constantă de la intrare, numai dacă $b_0 = a_0$. S-a obţinut deci condiţia ca un sistem să prezinte astatism de ordinul I. La fel se obţin şi condiţiile astatismului de ordin superior.

Problema inversă. Această problemă se rezolvă pe baza reversibilităţii formulelor (6) şi (9). Pentru ca funcţia f (t) să fie mărginită, este necesar ca funcţia $x(t)$ şi primele ei $n - m$ derivate să fie continue. Pentru $m = n$ sistemul reproduce şi funcţiile discontinue. Problema discontinuităţilor se rezolvă ca şi în cazul precedent cu ajutorul ecuaţiilor (14), care de asemenea sînt reversibile.

În intervalele de continuitate se aplică algoritmul de calcul cu diferenţe finite sub forma (6) sau (9), care se modifică astfel:

$$\Delta g_{mk} = \frac{\tau}{B_{m+1}} [\Delta z_{nk} - A_1 z_{1k} - \ldots - A_n z_{nk} - B_1 g_{1k} - \ldots - B_m g_{mk}]$$

$$\Delta g_{m-1\,k} = \tau \left(g_{mk} + \frac{1}{2} \Delta g_{mk} \right)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$\Delta g_{1k} = \tau \left(g_{2k} + \frac{1}{2} \Delta g_{2k} \right)$$

sau

$$f_{k+n} = \frac{1}{\beta_n} [x_{k+n} - (1 + \alpha_{n-1}) x_{k+n-1} - \alpha_{n-2} x_{k+n-2} - \ldots - \alpha_0 x_k - \beta_{n-1} f_{k+n-1} - \ldots - \beta_0 f_k], \quad (k = 0, 1, 2, \ldots).$$

Corespondenţa dîntre mărimea de intrare f (t), calculată cu ajutorul acestor formule, şi mărimea de reacţie $x(t)$, care se dă, va fi cu atît mai exactă cu cît pasul de integrare τ va fi mai mic. La alegerea acestui interval se va ţine seamă de caracterul variaţiilor mărimii de la ieşire (lente sau rapide).

Problema inversă are multiple aplicaţii practice, deoarece rezolvarea ei permite să se reducă substanţial erorile dinamice care însoţesc sistemele automate cu funcţionare după program. În plus, condiţiile de calitate impuse acestor sisteme şi domeniile de utilizare a lor se lărgesc aproape ca la sistemele automate cu etalon dinamic [5].

Sinteza. Adesea se pune problema să se determine parametrii unor elemente sau sisteme automate pornind de la comportarea lor dinamică dorită sau obţinută experimental. Şi această problemă se rezolvă mai uşor şi într-o formă mai generală prin metoda diferenţelor finite faţă de alte metode [6]. Dacă la intrarea elementului (sistemului) s-a aplicat un semnal f (t) cunoscut, iar la ieşire se obţine un răspuns $x(t)$ care se poate măsura, atunci se determină în mod univoc funcţia lui de transfer pentru m şi n daţi. Pentru aceasta sînt necesare $m + n + 1$ cupluri de valori corespondente, luate în puncte echidistante pe cele două caracteristici f şi x. Se observă imediat că folosind aceste cupluri de valori şi condiţiile iniţiale se pot forma $m + n + 1$ ecuaţii liniare în raport cu coeficienţii $A_1, A_2, \ldots, A_n, B_1, B_2, \ldots, B_{m+1}$, fie cu ajutorul ecuaţiilor (9) şi tabelelor T_α şi T_β, fie cu ajutorul ecuaţiilor (6). Această cale este însă prea complicată.

Coeficienţii a_i, b_j se determină mult mai simplu şi mai repede din ultima formulă (a.1) din anexă. Această formulă se transformă astfel:

$$\Delta z_{1k} a_1 + \Delta z_{2k} a_2 + \ldots + \Delta z_{nk} a_n - \frac{\tau}{2} (g_{1k} + g_{1k+1}) b_0 - \Delta g_{1k} b_1 - \ldots - \Delta g_{mk} b_m = -\frac{\tau}{2} (z_{1k} + z_{1k+1}), \quad (k = 0, 1, 2, \ldots, m + n). \tag{15}$$

Expresiile (15) reprezintă un sistem de $m + n + 1$ ecuaţii liniare în raport cu coeficienţii a_i, b_j. Rezolvînd acest sistem se obţine funcţia de transfer care realizează transformarea dinamică a semnalului f (t) cunoscut într-un răspuns $x(t)$ dat sau obţinut pe cale experimentală. Precizia cu care se obţine funcţia de transfer din ecuaţiile (15) este cu atît mai bună, cu cît pasul de integrare τ este mai mic. Dar reducerea pasului de integrare îngustează domeniul de corespondenţă dintre cele două funcţii f (t) şi $x(t)$. Pentru a lărgi, după necesităţi, acest domeniu fără ca eroarea de metodă să atingă valori mari, este necesară o formulă mai exactă de integrare.

În cazul interpolării pătriatice se obţine următorul sistem de ecuaţii:

$$(\Delta z_{1k} + \Delta z_{1k+1}) a_1 + (\Delta z_{2k} + \Delta z_{2k+1}) a_2 + \ldots + (\Delta z_{nk+} + \Delta z_{nk+1}) a_n - \frac{\tau}{3} (g_{1k} + 4 g_{1k+1} + g_{1k+2}) b_0 - (\Delta g_{1k} + \Delta g_{1k+1}) b_1 - \ldots - (\Delta g_{mk} + \Delta g_{mk+1}) b_m = -\frac{\tau}{3} (z_{1k} + 4 z_{1k+1} + z_{1k+2}), \quad (k = 0, 1, \ldots, m + n). \tag{16}$$

Pentru formarea acestor ecuaţii sînt necesare valorile corespondente ale funcţiilor f (t) şi $x(t)$ în $m + n + 2$ puncte echidistante.

O altă cale de reducere a erorilor de metodă constă în înlocuirea „diferenţierii" în diferenţe finite cu „integrarea" în diferenţe finite, care oferă o precizie mai mare de calcul. În acest scop funcţiile f (t) şi $x(t)$ se vor nota nu cu $g_1(t)$ şi respectiv $z_1(t)$ ca pînă acum, ci cu $g_n(t)$ şi respectiv $z_n(t)$, urmînd ca integralele lor pînă la $g_1(t)$ şi $z_1(t)$ să se obţină pas cu pas cu formule de forma (5) în cazul interpolării liniare şi de forma (10), în cazul interpolării pătratice.

Este de menţionat că în cazul interpolării pătratice, pentru funcţii $g_1(t)$ polinomiale, avînd gradul pînă la trei inclusiv, erorile de metodă sînt nule, aşa cum rezultă din formula (11).

ANEXA

1. *Deducerea formulelor (6) şi (7).* Se aplică formula de integrare (5) la fiecare din ecuaţiile sistemului (3) şi rezultă :

$$\Delta z_{ik} = \tau\left(z_{i+1\,k} + \frac{1}{2}\Delta z_{i+1k}\right), \quad (i = 1, 2, \ldots, n-1)$$

$$\Delta z_{nk} = \frac{\tau}{a_n}\left[\sum_{j=0}^{m} b_j\left(g_{j+1k} + \frac{1}{2}\Delta g_{j+1k}\right) - \sum_{i=0}^{n-1} a_i\left(z_{i+1k} + \frac{1}{2}\Delta z_{i+1k}\right)\right]. \qquad (a.1)$$

Cu ajutorul primelor $n-1$ relaţii (a.1) se exprimă toate diferenţele finite Δz_{ik} prin Δz_{nk} :

$$\Delta z_{ik} = \tau\sum_{l=i}^{n-1}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{l-1} z_{l+1k} + \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-i}\Delta z_{nk}, \quad (i = 1, 2, \ldots, n-1).$$

În acelaşi mod se procedează şi cu diferenţele Δg_{jk}

$$\Delta g_{jk} = \tau\sum_{l=j}^{m}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{l-1} g_{l+1k} + \left(\frac{\tau}{2}\right)^{m+1-j}\Delta g_{m+1k}, \quad (j = 1, 2, \ldots, m).$$

Dacă se introduc aceste expresii în ultima formulă (a.1) şi se rezolvă în raport cu Δz_{nk} rezultă :

$$\left[\sum_{i=1}^{n+1} a_{i-1}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-i+1}\right]\Delta z_{nk} = -\tau\sum_{i=1}^{n}\left[\sum_{l=1}^{i} a_{i-l}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{l-1}\right] z_{ik} + \tau\sum_{j=1}^{m}\left[\sum_{l=1}^{i} b_{j-l}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{l-1}\right] g_{jk} + \tau\left[\sum_{l=1}^{m+1} b_{m+1-l}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{l-1}\right]\Delta g_{mk}. \qquad (a.2)$$

Cu notaţiile (7) formula (a.2) devine prima formulă a algoritmului (6), iar primele $n-1$ formule (a.1) şi analogele lor pentru Δq_{jk} se repetă în ordine inversă.

2. *Determinarea coeficienţilor α şi β ai dezvoltării (9).* Întrucît se foloseşte metoda inducţiei, pornim de la cazul unei ecuaţii diferenţiale de ordinul II, pentru care se pot scrie relaţiile matriciale :

$$\Delta Z_{2k} = A_1 Z_{1k} + A_2 Z_{2k} + G_k$$
$$\Delta Z_{1k} = \tau\left(Z_{2k} + \frac{1}{2}\Delta Z_{2k}\right). \qquad (a.3)$$

S-a notat :

$$\Delta Z_{ik} = \begin{Vmatrix} \Delta z_{ik} \\ \Delta z_{ik+1} \end{Vmatrix}; \quad Z_{ik} = \begin{Vmatrix} z_{ik} \\ z_{ik+1} \end{Vmatrix}; \quad (i = 1, 2);$$

$$G_k = B_1\begin{Vmatrix} g_1 \\ g_{1k+1} \end{Vmatrix} + B_2\begin{Vmatrix} g_2 \\ g_{2k+1} \end{Vmatrix} + \frac{1}{\tau}B_3\begin{Vmatrix} \Delta g_{2k} \\ \Delta g_{2k+1} \end{Vmatrix}.$$

A 2-a formulă din (a.3), pentru $k+1$, se transformă astfel :

$$\Delta Z_{1k+1} = \tau\left(Z_{2k+1} + \frac{1}{2}\Delta Z_{2k+1}\right) = \tau\left(Z_{2k} + \Delta Z_{2k} + \frac{1}{2}\Delta Z_{2k+11}\right) = \Delta Z_{1k} + \frac{\tau}{2}\left(\Delta Z_{2k} + \Delta Z_{2k+1}\right).$$

Cu prima formulă (a.3) se formează suma :

$$\Delta Z_{2k} + \Delta Z_{2k+1} = A_1(Z_{1k} + Z_{1k+1}) + A_2(Z_{2k} + Z_{2k+1}) + G_k + G_{k+1} = A_1(Z_{1k} + Z_{1k+1}) + A_2(2Z_{2k} + \Delta Z_{2k}) + G_k + G_{k+1} = A_1(Z_{1k} + Z_{1k+1}) + \frac{2}{\tau}A_2\Delta Z_{1k} + G_k + G_{k+1}$$

şi ΔZ_{1k+1} ia forma :

$$\Delta Z_{1k+1} = \left(1 + \frac{\tau}{2}A_1 + A_2\right)Z_{1k+1} - \left(1 - \frac{\tau}{2}A_1 + A_2\right)Z_{1k} + \frac{\tau}{2}(G_k + G_{k+1}). \qquad (a.4)$$

Se ia acum ecuaţia de ordinul III şi se scrie :

$$\Delta \boldsymbol{Z}_{2k} = \boldsymbol{A}_1\boldsymbol{Z}_{1k} + \boldsymbol{A}_2\boldsymbol{Z}_{2k} + \boldsymbol{G}_k$$
$$\Delta \boldsymbol{Z}_{1k} = \tau\left(\boldsymbol{Z}_{2k} + \frac{1}{2}\Delta \boldsymbol{Z}_{2k}\right), \qquad (a.5)$$

în care s-a notat :

$$\boldsymbol{Z}_{1k} = Z_{2k}; \ \boldsymbol{Z}_{2k} = Z_{3k}; \ \Delta \boldsymbol{Z}_{1k} = \Delta Z_{2k}; \ \Delta \boldsymbol{Z}_{2k} = \Delta Z_{3k}; \ \boldsymbol{A}_1 = A_2; \ \boldsymbol{A}_2 = A_3; \ \boldsymbol{G}_k = A_1 Z_{1k} + G_k.$$

Ecuaţiile (a.5) formal nu se deosebesc de ecuaţiile (a.3) şi de aceea se poate scrie direct :

$$\Delta \boldsymbol{Z}_{1k+2} = \left(1 + \frac{\tau}{2}\boldsymbol{A}_1 + \boldsymbol{A}_2\right)\boldsymbol{Z}_{1k+2} - \left(1 - \frac{\tau}{2}\boldsymbol{A}_1 + \boldsymbol{A}_2\right)\boldsymbol{Z}_{1k+1} + \frac{\tau}{2}\left(\boldsymbol{G}_{k+1} + \boldsymbol{G}_{k+2}\right).$$

Revenind la notaţia iniţială se obţine :

$$\Delta Z_{2k+2} = \left(1 + \frac{\tau}{2}A_2 + A_3\right)Z_{2k+2} - \left(1 - \frac{\tau}{2}A_2 + A_3\right)Z_{2k+1} + \frac{\tau}{2}A_1(Z_{1k+2} + Z_{1k+1}) + \frac{\tau}{2}(G_{k+2} + G_{k+1}),$$

iar mai departe :

$$\Delta Z_{1k+2} = \Delta Z_{1k+1} + \frac{\tau}{2}(\Delta Z_{2k+2} + \Delta Z_{2k+1}) = \Delta Z_{1k+1} + \frac{\tau}{2}\left(1 + \frac{\tau}{2}A_2 + A_3\right)(Z_{2k+2} + Z_{2k+1}) - \frac{\tau}{2}\left(1 - \frac{\tau}{2}A_2 + A_3\right)(Z_{2k+1} + Z_{2k}) + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_1(Z_{1k+2} + 2Z_{1k+1} + Z_{1k}) + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2(G_{k+2} + 2G_{k+1} + G_k)$$

sau, după cîteva trasformări simple :

$$\Delta Z_{1k+2} = \left(2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_1 + \frac{\tau}{2}A_2 + A_3\right)Z_{1k+2} - \left[3 - 2\left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_1 + 2A_3\right]Z_{1k+1} + \left[1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2 A_1 - \frac{\tau}{2}A_2 + A_3\right]Z_{1k} + \left(\frac{\tau}{2}\right)^2(G_{k+2} + 2G_{k+1} + G_k). \qquad (a.6)$$

Repetînd acest procedeu se stabilesc formule asemănătoare pentru ecuaţiile diferenţiale de ordinul IV, V,... În general se obţine :

$$\Delta Z_{1k+n-1} = \alpha_{n-1}(n, i)Z_{1k+n-1} + \alpha_{n-2}(n, i)Z_{1k+n-2} + \ldots + \alpha_0(n, i)Z_{1k} + \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1}\left[G_{k+n-1} + C_{n-1}^1 G_{k+n-2} + \ldots + C_{n-1}^{n-2} G_{k+1} + G_k\right], \qquad (a.7)$$

unde $\alpha_{n-l}(n, u)$ reprezintă coeficienţii soluţiei, la care s-au indicat în paranteză ordinul sistemului n şi indicii coeficienţilor A_i. Din procedeul utilizat pentru stabilirea formulei (a.7) rezultă următoarele relaţii de recurenţă între coeficienţii soluţiei ecuaţiei de ordinul n şi coeficienţii soluţiei ecuaţiei de ordinul $n-1$:

$$\alpha_{n-1}(n, i) = 1 + \alpha_{n-1}(n-1, i+1) + \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1} A_1$$

$$\alpha_{n-2}(n, i) = -1 - \alpha_{n-1}(n-1, i+1) + \alpha_{n-2}(n-1, i+1) + C_{n-1}^{1}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1} A_1$$

$$\alpha_{n-l}(n, i) = -\alpha_{n-l}(n-1, i+1) + \alpha_{n-l-1}(n-1, i+1) + C_{n-1}^{l-1}\left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1} A_1, \quad (l = 3, 4, \ldots, n). \qquad (a.8B$$

Cu ajutorul acestor relaţii s-a construit tabela T_α pentru coeficienţii ecuaţiilor diferenţiale de ordinul 1 pînă la 5. Dacă se adaugă în ambele părţi ale ecuaţiei (a.7) valoarea Z_{1k+n-1} şi se ia prima linie a egalităţii obţinute rezultă formula (9).

Pentru determinarea coeficienţilor β se dezvoltă prima linie a matricei din ultima paranteză a formulei (a.7) astfel · *

$$\left\{\sum_{i=0}^{n-1} C_{n-1}^{i} G_{k+i}\right\}_1 = B_1 \sum_{i=0}^{n-1} C_{n-1}^{i} g_{1k+i} + B_2 \sum_{i=0}^{n-1} C_{n-1}^{i} g_{2k+i} + \ldots + B_n \sum_{i=0}^{n-1} C_{n-1}^{i} g_{nk+i} + \frac{1}{\tau} B_{n+1} \sum_{i=0}^{n-1} C_{n-1}^{i} \Delta g_{nk+i}. \qquad (a.9)$$

Dacă se ţine seamă de relaţiile :

$$C_j^i = C_{j-1}^{i-1} + C_{j-1}^{i}, \quad \Delta^l g_{jk+i} + \Delta^l g_{jk+i+1} = \frac{2}{\tau} \Delta^{l+1} g_{j-1k+i},$$

atunci, printr-o grupare corespunzătoare a termenilor, formula (a.9) poate fi transformată astfel :

$$\left\{\sum_{j=1}^{n} C_{n-1}^{j-1} G_{k+j-1}\right\}_1 = B_1 \sum_{j=0}^{n-1} C_{n-1}^{j} g_{1k+j} + \left(\frac{2}{\tau}\right) B_2 \sum_{j=0}^{n-2} C_{n-2}^{j} \Delta g_{1k+j} + \ldots + \left(\frac{2}{\tau}\right)^{n-2} B_{n-1} \sum_{j=0}^{1} C_1^i \Delta^{n-2} g_{1k+j} + \left(\frac{2}{\tau}\right)^{n-1} B_n \Delta^{n-1} g_{1k} + \frac{1}{\tau}\left(\frac{2}{\tau}\right)^{n-1} B_{n+1} \Delta^n g_{1k}.$$

* S-a considerat $m = n$. Pentru $m < n$ coeficienţii b_n, b_{n-1}, ..., b_{m+1} sînt nuli.

Înlocuind în această expresie diferenţele finite cu valorile curente g_{1k+l-j} după formula cunoscută :

$$\Delta^l g_{1k} = \sum_{j=0}^{l} (-1)^j C_l^j g_{1k+l-j}$$

şi ţinînd seamă de factorul $\left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1}$, care apare în formula (a.7), după o nouă regrupare a termenilor rezultă coeficienţii căutaţi :

$$\beta_0 = \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1} B_1 - \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-2} B_2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-3} B_3 + \ldots + (-1)^{n-2} \frac{\tau}{2} B_{n-1} + (-1)^{n-1} B_n + (-1)^n \frac{1}{\tau} B_{n+1}$$

$$\beta_i = \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1} C_{n-1}^{i} B_1 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-2} \left(C_1^0 C_{n-2}^{i-1} - C_1^1 C_{n-2}^{i} \right) B_2 + \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-3} \left(C_2^0 C_{n-3}^{i-2} - C_2^1 C_{n-3}^{i-1} + C_2^2 C_{n-3}^{i} \right) B_3 + \ldots + (-1)^{n-i-2} \left(\frac{\tau}{2}\right) \left(C_{n-2}^{n-i-2} C_1^0 - C_{n-2}^{n-i-1} C_1^1 \right) B_{n-1} + (-1)^{n-i-1} C_{n-1}^{n-i-1} B_n + (-1)^{n-i} \frac{1}{\tau} C_n^{n-i} B_{n+1}, \quad (i = 1, 2, \ldots, n). \qquad (a.10)$$

În aceste formule se va lua $C_k^l = 0$ pentru $l > k$ şi $l < 0$.

Cu ajutorul formulelor (a.10) s-au calculat coeficienţii β_0, $\beta_1, \ldots, \beta$ pentru ecuaţiile diferenţiale de ordinul 1 pînă la 5 şi s-a întocmit tabela T_β.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moskvin, D. S. *Matricinîi metod postroienia perehodnîh proţesov.* Trudî vtorogo vsesoiuznogo soveşciania po teorii avtomaticeskogo regulirovania, vol. 2. Moscova, Editura Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., 1955.

[2] Belea, C. C. *Integrarea ecuaţiilor dinamice şi determinarea caracteristicilor de timp ale sistemelor automate.* In : Automatica şi Electronica, vol. 7, nr. 1, 1963.

[3] Petrescu, A. *Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condiţiile acţiunii forţei gravitaţiei.* În ; Automatica şi Electronica, vol. 8, nr. 3, 1964.

[4] Belea, C. C. *Nelineinie kolebania v sistemah avtomaticeskogo regulirovania i upravlenia.* Moscova, Maşghiz, 1962.

[5] Krasovski, A. *Dinamika neprerîvnîh sistem avtomaticeskogo regulirovania s ekstremalnoi nastroikoi korektiruiuşcih ustroistv.* Lucrările primului Congres internaţional IFAC, vol. 2. Moscova, Editura Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., 1961.

[6] Belea, C. C. *Invarianţii soluţiei ecuaţiei dinamice şi utilizarea lor la sinteza sistemelor automate.* În : Automatica şi Electronica, vol. 7, nr. 4, 1963.

Of 2295/66
LEFORDITVA

Ing. A DAVIDOVICIU şi ing. E. PROCOPOVICI

Unitate de programare a maşinilor-unelte cu comandă-program numerică de poziţionare

Unul dintre cele mai moderne mijloace de automatizare a maşinilor-unelte îl constituie comanda-program numerică (c.p.n.).

Prin c.p.n., în general, se înţelege dirijarea unui proces fizic pe baza informaţiilor înscrise sub formă numerică pe un mediu — purtător de informaţie. Din acest punct de vedere c.p.n. nu este proprie numai domeniul maşinilor-unelte, avînd aplicaţii în foarte multe domenii.

Nici ideea, nici aplicaţiile c.p.n. nu sînt noi. Astfel este semnalată o maşină de tricotat (Franţa, 1725, M. Falcon), comandată cu ajutorul unei cartele perforate patentate, apoi cunoscuta maşină a lui D. M. Jacquard, 1804; pianul mecanic comandat, cu bandă de hîrtie perforată, construit de M. Fourneaux, 1863 etc.

Aplicarea c.p.n. la maşini-unelte este însă de dată recentă, primele realizări obţinute în diferite ţări datînd din anul 1949. Dezvoltarea vertiginoasă a acestei tehnici a făcut ca în mai puţin de 12 ani maşinile-unelte cu c.p.n. să pătrundă în industrie, în proporţie de masă.

Circa 85% din aplicaţiile c.p.n. la maşini-unelte sînt de tipul de „poziţionare", caz în care poziţionarea piesei în raport cu scula aşchietoare are loc înainte de fiecare ciclu de lucru al sculei (ciclu tehnologic). Structura funcţională a unei astfel de maşini este arătată în figura 1.

Astfel, comenzile înscrise pe un purtător de informaţii convenabil (bandă perforată) sînt mai întîi citite de un cititor care produce semnale electrice corespunzătoare perforaţiilor de pe bandă. Aceste semnale sînt transferate într-o memorie care va conţine în formă codată toate comenzile necesare pentru executarea unei operaţii.

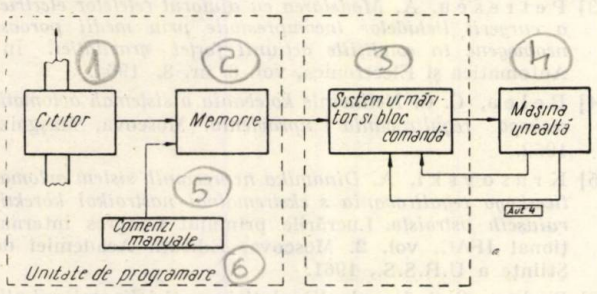


Fig. 1. Schema funcţională a comenzii după program a unei maşini-unelte.

Avînd în vedere aplicaţiile la maşinile cu specific de găurire, alezare, frezare aceste comenzi cuprind:

— informaţii geometrice (coordonatele poziţiei);

— informaţii cinematice (vitezele cu care se execută poziţionarea);

— informaţii tehnologice (selectarea sculei, vitezelor de tăiere etc.).

Din memorie, comenzile sînt transmise apoi unui sistem urmăritor, care asigură executarea acestora.

Prima parte a echipamentului care citeşte şi memorează comenzile necesare formează unitatea de comandă a unui echipament de c.p.n. şi are rolul de a citi purtătorul de informaţie, de a prelucra şi memora comenzile pentru a fi acceptate de sistemul urmăritor numeric.

În cadrul acestui articol se vor expune problemele specifice unităţii de comandă pentru maşini-unelte cu c.p.n. şi se va descrie modul în care s-au soluţionat acestea în cadrul unui echipament de c.p.n. pentru poziţionarea unei mese în coordonate.

În esenţă, problematica unităţii de comandă constă în citirea şi traducerea (decodificarea) mesajului conţinut pe purtătorul de informaţie într-un cod compatibil cu structura internă a sistemului urmăritor, în condiţii de maximă siguranţă, acest ultim aspect fiind cel mai important, deoarece consecinţele pe care le produce o funcţionare incorectă (cu erori), sînt, în general, inacceptabile pentru exploatarea maşinilor cu c.p.n. (piese rebutate etc.). Din acest punct de vedere se vor trata, pe scurt, următoarele probleme:

a) alegerea tipului de purtător de informaţie;
b) alegerea codurilor;
c) alegerea modului de citire şi memorare.

a) Alegerea tipului de purtător de informaţie este, în general, determinată de următorii factorii:

— debitul de informaţie D (biţi/s);
— capacitatea purtătorului C (biţi/unitate);
— costul relativ al echipamentului de înscriere şi citire.

Dintre purtătorii de informaţii „consacraţi" cei mai importanţi sînt arătaţi în tabela 1.

Pentru cazul maşinilor-unelte cu poziţionare numerică, debitul de informaţie necesar este mic (3 — 5 biţi/s), fiind limitat de vitezele de lucru relativ mici, astfel încît banda

Tabela 1

Caracteristici \ Tip mediu	Cartele perforate.	Bandă perforată.	Bandă magnetică.
Viteza (caractere/s)	150—2 500	400—2 000	6 000—60 000
Cost relativ (1 caracter)	1	10	1
Cost relativ al unităţii de citire	1	0,27	1,3
Capacitate	960—1 080 biţi/cartelă	20—32 biţi/cm	60—90 biţi/cm

perforată este aproape întotdeauna preferată din punctul de vedere al preţului (ne vom referi numai la banda perforată).

b) Alegerea codurilor. Pentru codul de înscriere a benzii perforate pe care îl vom numi codul extern, factorul determinant este obţinerea unui procedeu simplu şi sigur de programare din punctul de vedere al operatorului uman.

Pentru codul de lucru al sistemului urmăritor, pe care îl vom numi cod intern, determinanţi sînt alţi factori, ca, de exemplu, uşurinţa de a se executa operaţii algebrice şi analitice cu un volum redus de elemente (echipament ieftin). Influenţele acestor factori sînt, în general, necompatibile şi, ca atare, duc la soluţii diferite, din care cauză este necesară funcţia de decodificare în cadrul unităţii de comandă.

Peste toate acestea se suprapune permanenta şi complicata problemă a siguranţei.

Din punctul de vedere al programării, codul cel mai convenabil este un cod în care simbolurile pot fi puse în relaţie biunivocă cu cele ale codului zecimal, în care ne exprimăm în mod obişnuit.

Această condiţie este satisfăcută, în general, de toate codurile tetradice şi din această cauză ele sînt folosite într-o foarte mare măsură.

Alegerea unui cod tetradic din marea varietate de coduri posibile este dictată de problemele de siguranţă.

Aceste probleme se pun, îndeosebi, la citirea benzii la care pot apărea erori datorită unor greşeli de programare, datorită funcţionării defectuoase a aparatului de citire sau a uzurii excesive a benzii perforate. Detectarea tuturor acestor erori se poate obţine prin alegerea unui cod potrivit, care însă de cele mai multe ori este impropriu pentru operaţii aritmetice, condiţie cerută de sistemul urmăritor. Problema se rezolvă prin folosirea unui decodificator.

c) Alegerea modului de citire şi memorare. În cazul aplicaţiilor la maşini-unelte cu poziţionare numerică, caracterul secvenţial al modului de funcţionare permite două moduri de citire : paralelă şi serială.

În primul caz, o porţiune de bandă ce conţine toate informaţiile necesare este citită în bloc (toate liniile dintr-o dată). În acest caz cititorul preia şi funcţia de memorare. Echipamente de citire în bloc sînt, în genere, mai rare şi mai scumpe.

În al doilea caz, citirea se face linie după linie, rezultatul fiind memorat într-un registru. În esenţă, în acest caz avem de-a face cu un convertor serie-paralel. Din punctul de vedere al siguranţei, transferarea informaţiei citite, serial, în memorie poate căpăta o rezolvare relativ simplă, deoarece lungimea cuvîntului ce formează mesajul este constantă şi deci cuvîntul poate fi încadrat de combinaţii de control al lungimii cuvîntului (început şi sfîrşit cuvînt), care să fie regăsite corect după transfer la capetele registrului de memorie (control limite cuvînt).

Problema siguranţei în funcţionare a unui echipament poate căpăta rezolvări diferite, depinzînd de specificul de lucru al echipamentelor. În cazul maşinilor-unelte cu poziţionare numerică, datorită caracterului secvenţial al procesului, problema siguranţei în exploatare se poate rezolva prin detectarea erorilor care pot duce la poziţionări false şi întreruperea procesului, pentru ca acestea să nu ducă la consecinţe ireparabile (rebuturi de piese).

S-a arătat într-o altă lucrare [1] că metoda detectării erorilor cu ajutorul unor blocuri de supraveghere este deseori mai economică decît metoda rezervaţiei [2] echipamentului sau a blocurilor. Astfel, dacă p este probabilitatea de defectare a unei unităţi şi q este probabilitatea de detectare a erorilor survenite în unitatea supravegheată de un bloc special de supraveghere (figura 2), atunci gradul de încredere ce

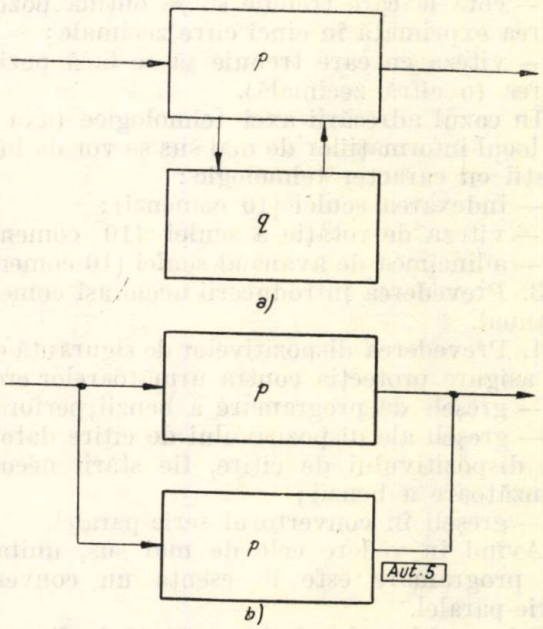


Fig. 2. Sporirea siguranţei de funcţionare a unui echipament de comandă-program :
a – cu dispozitiv de supraveghere; *b* – cu rezervoare.

se poate conferi ansamblului este :

$$I_a = \frac{1-p}{1-p \cdot q}.$$

În cazul rezervaţiei unităţii (figura 2 b)

$$I_b = 1 - p^2.$$

Se poate vedea uşor că chiar în cazul limită

$$q = p\,;\; I_a > I_b.$$

În general, însă complexitatea blocului de supraveghere este mult mai mică în raport

cu blocul supravegheat $q > p$, astfel încît această metodă este mai economică şi în acelaşi timp mai eficientă. Condiţia necesară pentru a aplica metoda măririi siguranţei prin blocuri de supraveghere este ca procesul să poată fi întrerupt şi reluat fără consecinţe costisitoare.

* * *

În cele ce urmează se descrie soluţia dată şi experimentată în cadrul unui echipament de comandă-program numeric de poziţionare a unităţii de programare, la care s-au avut în vedere principiile arătate mai sus.

Obiectivele propuse :

1. Folosirea benzii perforate cu cinci canale şi a echipamentelor de teleimprimatoare, acestea avînd o răspîndire largă.

2. Citirea serială a benzii (linie cu linie) şi memorarea unui mesaj, cuprizînd următoarele informaţii :

— adresa axei X, Y la care se referă comenzile, sistemul lucrînd succesiv prin comutare de la o axă la alta ;

— sensul de mişcare ;

— cota la care trebuie să se obţină poziţionarea exprimată în cinci cifre zecimale ;

— viteza cu care trebuie să se facă poziţionarea (o cifră zecimală).

În cazul adresării axei tehnologice (axa T), în locul informaţiilor de mai sus se vor da informaţii cu caracter tehnologic :

— indexarea sculei (10 comenzi) ;

— viteza de rotaţie a sculei (10 comenzi) ;

— adîncimea de avans al sculei (10 comenzi).

3. Prevederea introducerii aceloraşi comenzi, manual.

4. Prevederea dispozitivelor de siguranţă care să asigure protecţia contra următoarelor erori :

— greşeli de programare a benzii perforate ;

— greşeli ale dispozitivului de citire datorite fie dispozitivului de citire, fie stării necorespunzătoare a benzii ;

— greşeli în convertorul serie-paralel.

Avînd în vedere cele de mai sus, unitatea de programare este în esenţă un convertor serie-paralel.

Schema-bloc aleasă este arătată în figura 3.

Cititorul de bandă transmite, prin intermediul unui convertor de cod, informaţia conţinută într-o linie de pe bandă, registrului de deplasare care o memorează. Un bloc de comandă şi sincronizare comandă în secvenţă avansul benzii şi deplasarea registrului pentru memorarea conţinutului noii linii de pe bandă. Atît cititorul, cît şi registrul de deplasare sînt supravegheate de blocuri speciale de supraveghere, care alarmează apariţia eventualelor erori.

Pentru introducerea manuală a datelor, în paralel cu ieşirea cititorului de bandă, s-a prevăzut ieşirea unui bloc de programare manuală.

În vederea rezolvării problemei siguranţei, pentru codul extern s-a ales codul (2 din 5) care oferă 10 combinaţii distincte care s-au pus în corespondenţă cu simbolurile zecimale. În acest fel se poate obţine o metodă simplă de programare, folosind pentru perforarea benzii echipamentul clasic de teleimprimator. Particularitatea codului (2 din 5) de a avea numai

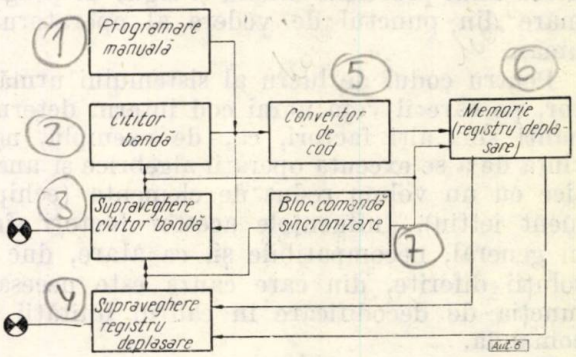


Fig. 3. Schema-bloc a unităţii de programare.

două găuri pe fiecare linie permite o protecţie eficientă atît împotriva combinaţiilor străine (cu mai multe sau mai puţine găuri) scăpate la programare, cît şi împotriva unei citiri greşite.

În acest sens (figura 4) supravegherea cititorului care este de tipul cu contacte acţionate mecanic (SIEMENS) se face printr-un dispozitiv foarte simplu. Tensiunile de 24 V corespunzătoare găurilor (semnal logic 1) ce apar la ieşirea cititorului de bandă se sumează pe o reţea de sumare cu rezistenţe. La combinaţiile corecte (2 din 5) reţeaua va suma numai 2 tensiuni. Apariţia unei combinaţii străine (0, 1, 3, 4, sau 5 găuri) sau citirea incorectă (gaură în loc de plin) datorită uzurii benzii * duc la scăderea sau creşterea substanţială a tensiunii de ieşire a reţelei de sumare. Această creştere sau scădere este detectată de două formatoare de semnal cu prag ajustabil (de exemplu, tip Trigger Schmidt) care acţionează o memorie de alarmare. Codul complementar (3 din 5) satisface, de asemenea, condiţia de protecţie şi capacitate, însă produce salturi relative de tensiune pe reţeaua de sumare mai mici. Din această cauză s-a preferat codul (2 din 5).

După citire informaţia este decodificată în codul intern al maşinii, codul binar-zecimal, şi înscrisă în primele celule ale unui bloc de patru registre cu deplasare, unul pentru fiecare ordin binar (shift-register), după ce în prealabil acestea au primit comanda de deplasare. Pentru a se supraveghea corectitudinea deplasării sincrone a celor patru registre s-a folosit împrejurarea că lungimea cuvîntului citit de pe bandă este fixă (8 cifre), deci după un ciclu capetele cuvîn-

* Datorită uzurii, banda formează unele adîncituri în dreptul pistelor în care pot scăpa pipăitoarele mecanice la fel ca într-o gaură.

tului vor ocupa întotdeauna aceleaşi celule din cadrul registrelor de deplasare.

Pentru a se controla avansarea corectă a cuvîntului în registrul de deplasare, acesta s-a încadrat cu cîte o combinaţie specială de

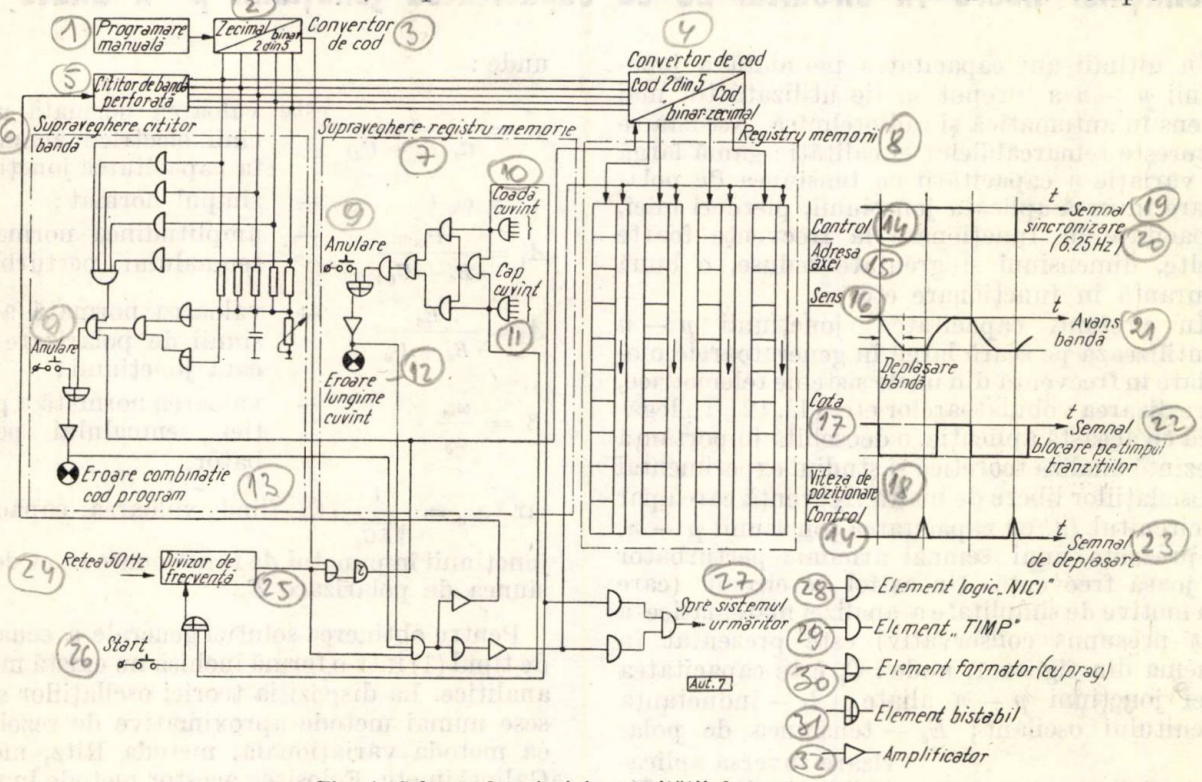


Fig. 4. Schema de principiu a unităţii de programare.

control cu patru găuri. Astfel, la sfîrşitul fiecărui ciclu de citire, această combinaţie trebuie să se găsească în capetele celor patru registre paralele.

Un circuit de coincidenţă supraveghează capetele registrului şi alarmează ori de cîte ori cuvîntul a fost avansat greşit în registrele de deplasare sau pe bandă s-a programat un cuvînt de lungime necorespunzătoare (literă bătută dublu sau rărită).

Datorită prezenţei pe bandă a unei combinaţii cu patru găuri care delimitează cuvintele, este necesară blocarea circuitului de supraveghere a cititorului, care la citirea unei astfel de combinaţii s-ar alarma. Acest lucru se obţine cu un circuit logic tip „Şi" care blochează ieşirea blocului pe timpul citirii combinaţiei respective. Sincronizarea funcţionării tuturor blocurilor este asigurată de blocul de comandă şi sincronizare.

Printr-un divizor de frecvenţă, frecvenţa reţelei este redusă la 6,25 Hz pentru acţionarea cititorului şi comanda registrului de deplasare. Sincron cu aceasta este generat, cu ajutorul unui circuit special de temporizare, un semnal care împiedică fenomenele tranzitorii, date de cititor în timpul avansului benzii, să producă perturbaţii sau alarme false în blocurile de supraveghere. Corelaţia dintre diferitele semnale este arătată în figura 4. Comanda registrului de deplasare şi a cititorului se face printr-o poartă care poate fi blocată de sesizarea unei erori în cele două blocuri de supraveghere. În momentul în care cuvîntul este complet citit în registrul de deplasare, circuitele de coincidenţă opresc la nivelul divizorului de frecvenţă avansarea benzii şi, printr-un al doilea circuit de coincidenţă, se dă comanda care permite transmiterea informaţiei memorate în registre mai departe spre sistemul următor.

În cazul introducerii manuale a datelor, aceasta se face prin butoane care introduc la apăsare tensiunile pe barele de ieşire ale cititorului, iniţiind în acelaşi timp comanda de deplasare a registrelor la nivelul intrării circuitului de temporizare.

Întregul dispozitiv a fost construit şi experimentat pe baza elementelor de comutaţie statistică UNILOG. La experimentările făcute, unitatea de programare s-a comportat foarte bine mai ales prin faptul că aparatul pune în evidenţă greşelile de programare a benzii, atît cele provocate, cît şi cele survenite întîmplător. După reglajul corect al circuitului de temporizare, la experienţele de durată nu s-au înregistrat erori în blocul registrelor de deplasare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Procopovici, E. şi Davidoviciu, A. *Consideraţii asupra siguranţei în funcţionarea blocurilor funcţionale cu aplicare la un numărător cu prestabilire şi protecţie automată contra erorilor de numărare.* (Comunicare la sesiunea IPA-1964).

[2] Mesiaţev, P. P. *Nadejnost proizvogstva elektronnovtcislitelmih maşin.* Moscova, 1963.

Ing. M. PETRESCU

Influenţa unui semnal armonic de joasă frecvenţă asupra oscilaţiilor libere în circuitul LC cu capacitatea joncţiunii p—n aliate

În ultimii ani capacitatea neliniară a joncţiunii $p - n$ a început să fie utilizată tot mai intens în automatică şi radiotehnică. Aceasta se datoreşte remarcabilelor ei calităţi : gamă largă de variaţie a capacităţii cu tensiunea de polarizare inversă aplicată joncţiunii, pierderi mici, capacitate de funcţionare la frecvenţe foarte înalte, dimensiuni şi greutate reduse, o bună siguranţă în funcţionare etc.

În prezent, capacitatea joncţiunii $p - n$ se utilizează pe scară largă în generatoarele modulate în frecvenţă din unele sisteme telemetrice, în realizarea vobulatoarelor etc. [1], [2]. În legătură cu această aplicaţie, o deosebită importanţă prezintă analiza teoretică şi studiul experimental al oscilaţiilor libere de înaltă frecvenţă care apar în circuitul LC cu capacitatea joncţiunii $p - n$, în prezenţa unui semnal armonic perturbator de joasă frecvenţă. Un astfel de circuit (care din motive de simplitate a analizei matematice a fost presupus conservativ) este prezentat în schema din figura 1, unde : C_b este capacitatea unei joncţiuni $p - n$ aliate ; L — inductanţa circuitului oscilant ; E_c — tensiunea de polarizare inversă aplicată joncţiunii ; $u_m = U_m \sin \omega_m t$ — semnalul armonic de joasă frecvenţă.

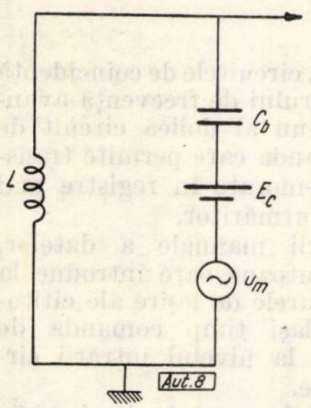


Fig. 1. Circuitul LC cu capacitatea joncţiunii $p - n$.

Este util ca studiul analitic al oscilaţiilor care vor lua naştere în circuitul din figura 1 să fie făcut cu ajutorul ecuaţiei diferenţiale a circuitului. Pentru găsirea acesteia trebuie să se ţină seamă de presupunerea că C_b este capacitatea unei joncţiuni aliate şi, prin urmare, valoarea ei este invers proporţională cu rădăcina pătrată a mărimii $E_c + U_0$ (U_0 este diferenţa de potenţial de contact pentru joncţiunea utilizată).

Asupra formei oscilaţiilor libere în prezenţa unui semnal armonic perturbator

În [3] se arată că ecuaţia diferenţială a circuitului din figura 1 este de forma :

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + \frac{1}{2}y^2 + y = A_2 + A_1 \sin \beta\tau, \quad (1)$$

unde :

$y = \dfrac{q}{C_0 (E_c + U_0)}$ este valoarea normată a sarcinii electrice acumulate în capacitatea joncţiunii ;

$\tau = \omega_0 t$ — timpul normat ;

$A_1 = \dfrac{U_m}{E_c + U_0}$ — amplitudinea normată a semnalului perturbator ;

$A_2 = \dfrac{E_c}{E_c + U_0}$ — valoarea normată a tensiunii de polarizare aplicată joncţiunii ;

$\beta = \dfrac{\omega_m}{\omega_0}$ — valoarea normată a pulsaţiei semnalului perturbator,

iar $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC_0}}$, C_0 fiind valoarea capacităţii joncţiunii în punctul de funcţionare fixat de tensiunea de polarizare E_c.

Pentru obţinerea soluţiei generale a ecuaţiilor de tipul (1) într-o formă închisă nu există metode analitice. La dispoziţia teoriei oscilaţiilor se găsesc numai metode aproximative de rezolvare, ca metoda variaţională, metoda Ritz, metoda Galiorkin etc. Folosirea acestor metode în rezolvarea ecuaţiei (1) este însă legată de dificultăţi mari, întrucît aplicarea lor presupune alegerea preliminară a unei soluţii aproximative într-o formă cît mai apropiată de soluţia reală, ceea ce nu este totdeauna posibil. În afară de aceasta, încercările de a rezolva ecuaţia (1) cu ajutorul acestor metode duc la calcule extrem de laborioase chiar începînd cu prima aproximaţie, în cadrul căreia se pleacă de la soluţii aproximative relativ simple, dar sensibil diferite de forma soluţiei reale.

Care este natura soluţiei ecuaţiei (1)? Se observă că această ecuaţie descrie un sistem oscilant neliniar, asupra căruia acţionează o perturbaţie armonică cu pulsaţia β. Este cunoscut [4] că dacă frecvenţa fundamentală generată de sistemul neliniar este f_1, atunci în cazul general în sistem ia naştere o oscilaţie cvasiperiodică care reprezintă suma unor oscilaţii armonice cu frecvenţele $nf_1 \pm m\nu$, unde m şi n sînt numere pozitive şi întregi, iar ν — frecvenţa semnalului perturbator.

Dacă frecvenţa ν a semnalului perturbator şi, uneori, armonicile sau subarmonicile ei sînt apropiate de frecvenţa proprie de oscilaţie a sistemului, are loc fenomenul de tîrîre şi se obţine o oscilaţie de frecvenţă ν sau $\frac{\nu}{m}$ (în cazul tîrîrii pe subarmonică). Acest caz nu este prezentat în lucrarea de faţă, în care se examinează

numai varianta $f_1 \gg \nu$, care este caracteristică pentru modulaţia de frecvenţă.

Ţinînd seamă de caracterul complicat al soluţiei ecuaţiei (1) şi de dificultăţile ce ar apărea în cazul încercării de a găsi această soluţie pe o cale analitică aproximativă, este comod ca ecuaţia (1) să fie rezolvată cu ajutorul unui calculator analogic. În cele ce urmează se descrie metodica modelării ecuaţiei studiate la calculatorul *MN*-2 (de fabricaţie sovietică) şi sînt prezentate principalele concluzii privind structura oscilaţiilor care apar în circuitul analizat.

Rezolvarea ecuaţiei circuitului la calculatorul analogic

Pentru a rezolva ecuaţia (1) este comod ca aceasta să fie transcrisă în forma :

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} = -\frac{1}{2}y^2 - y + A_2 + A_1 \sin \beta\tau. \quad (2)$$

Schema structurală de modelare a ecuaţiei (2) este prezentată în figura 2.

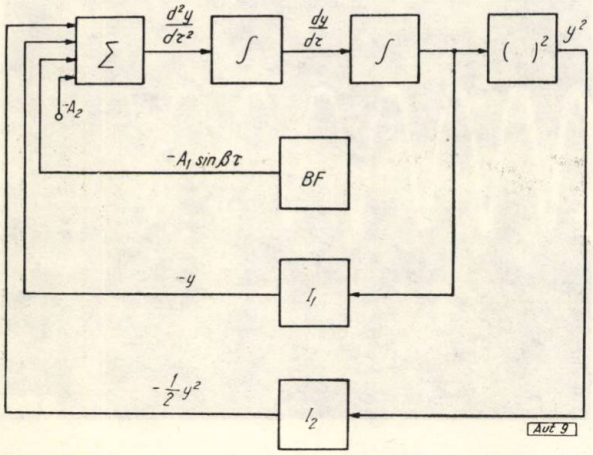


Fig. 2. Schema structurală de modelare a ecuaţiei (2) :

Σ – bloc de sumare : ∫ – bloc de integrare ; ( )² – bloc de ridicare la pătrat ; I_1 – invertor cu coeficientul de transfer – 1 ; I_2 – invertor cu coeficientul de transfer $-\frac{1}{2}$; *BF* – bloc funcţional pentru obţinerea funcţiei sin βτ.

În cazul utilizării calculatorului analogic *MN*-2, schema structurală de modelare a fost realizată conform figurii 3.

Aşa cum se vede din figură, pentru ridicarea la pătrat a fost folosit blocul de înmulţire *BÎ*-2.

Blocul funcţional pentru obţinerea funcţiei sin βτ a avut schema structurală reprezentată în figura 4.

Înainte de a trece la descrierea unor rezultate, obţinute în procesul rezolvării, este necesar să se precizeze o chestiune foarte importantă pentru soluţionarea corectă a problemei. Se presupune, pentru simplitate, că $A_1 = 0$. În acest caz modelul realizat va rezolva problema oscilaţiilor libere în circuitul rezonant cu capacitatea joncţiunii $p - n$. Aşa cum se arată în [3], aceste oscilaţii vor fi stabile dacă condiţiile iniţiale sînt corect alese. Cu toate acestea, ca urmare a de-

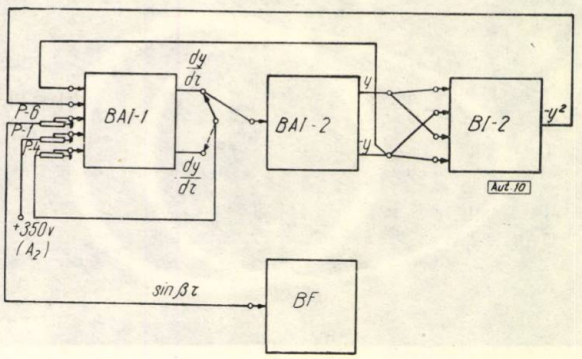


Fig. 3. Schema de modelare a ecuaţiei (2) la calculatorul *MN*-2 :

BAI-1, *BAI-2* – blocuri de amplificatoare integratoare ; *BI-2* – bloc de înmulţire ; *P-1*, *P-4*, *P-6* – potenţiometre.

rivei amplificatoarelor integratoare, în procesul rezolvării ecuaţiei (1) cu $A_1 = 0$, la calculatorul analogic *MN-2* pot fi obţinute soluţii instabile, cu amplitudine fie crescătoare, fie descrescătoare. De aceea, în scopul obţinerii unei soluţii strict staţionare, se introduce, în mod artificial, în ecuaţia studiată un termen proporţional cu prima derivată a mărimii y. Acest termen este de forma $\pm b\frac{dy}{d\tau}$, unde b are o valoare suficient de mică. Alegînd în mod convenabil valoarea şi semnul lui b se poate asigura, în cazul modelării oscilaţiilor libere ale sistemului studiat, obţinerea unei soluţii cu amplitudine constantă, eliminînd în acest fel efectul derivei. Prin aceasta se explică prezenţa mărimii $\frac{dy}{d\tau}$ (înmulţită cu coeficientul de transfer al potenţiometrului *P*-4) la intrarea blocului *BAI-1* (fig. 3). În acest fel schema structurală din figura 3 corespunde de fapt ecuaţiei :

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} = -\frac{1}{2}y^2 - y \pm b\frac{dy}{d\tau} + A_2 + A_1 \sin \beta\tau. \quad (3)$$

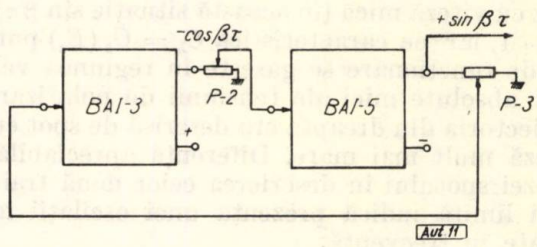


Fig. 4. Schema structurală a blocului funcţional *BF* :

BAI-3, *BAI-5* – blocuri de amplificatoare integratoare ; *P-2*, *P-3* – potenţiometre.

Deriva amplificatoarelor instalaţiei de modelare poate influenţa negativ asupra rezolvării ecuaţiei în special în cazul valorilor mici ale frecvenţei semnalului perturbator, cînd durata

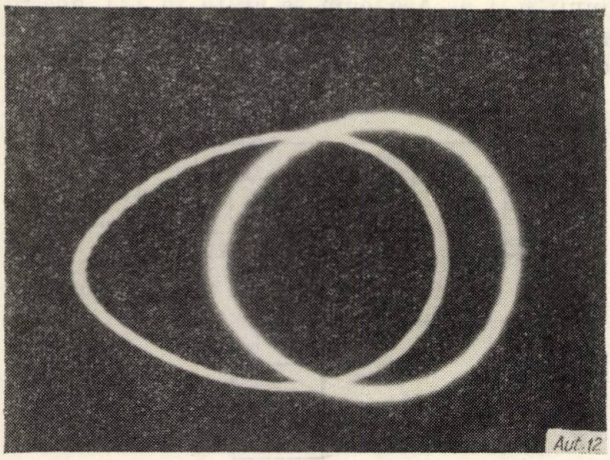


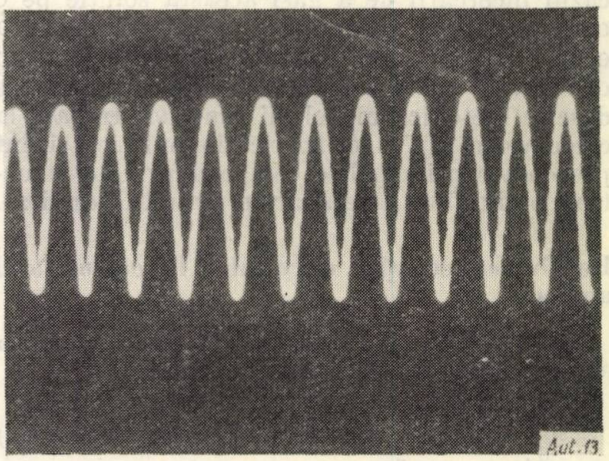
Fig. 5. Traiectoriile de fază în planul $\frac{dy}{d\tau}$, y.

procesului de rezolvare este relativ mare la scara de timp aleasă. De aceea, variantele corespunzătoare valorilor foarte mici ale lui β ($\beta = 10^{-3}$, ceea ce corespunde unei frecvenţe a semnalului de joasă frecvenţă $f_m = 5$ kHz ; pentru $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 5$ MHz) au fost analizate cu atenţie deosebită, iar unele dintre ele, repetate.

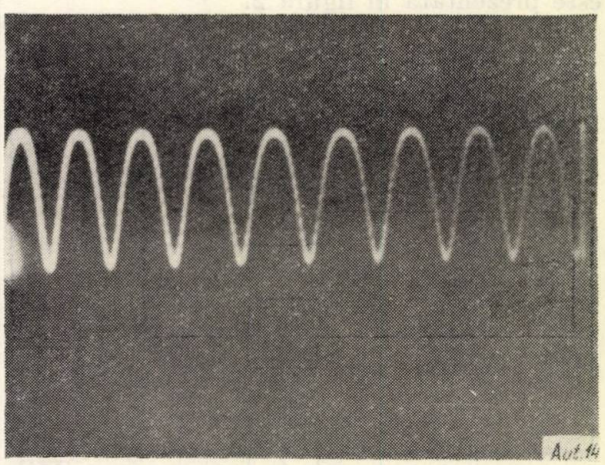
În procesul rezolvării ecuaţiei (1) au fost studiate 131 variante pentru diferite valori ale parametrilor A_1, A_2, β şi $\left(\frac{d^2y}{d\tau^2}\right)_0$. În toate variantele s-a urmărit variaţia mărimilor studiate cu ajutorul înregistratorului *EPP-09*, iar în unele cazuri soluţia ecuaţiei sau traiectoriile de fază au fost fotografiate direct de pe ecranul osciloscopului cu care este echipat calculatorul analogic *MN-2*. Rezultatele obţinute arată că pentru $A_1 \neq 0$ în circuitul oscilant analizat ia naştere o oscilaţie modulată atît în frecvenţă, cît şi în amplitudine. Se vor da cîteva exemple.

În figura 5 sînt prezentate două poziţii limită ale traiectoriei de fază în planul $\frac{dy}{d\tau}, y$ pentru cazul : $A_1 = 0{,}565$; $A_2 = 0{,}7525$; $\beta = 2 \cdot 10^{-2}$. Traiectoria de fază din stînga era descrisă de spot cu viteză mică (în această situaţie $\sin \beta\tau \approx \approx -1$, iar pe caracteristica $C_l = C_b(E_c)$ punctul de funcţionare se găseşte în regiunea valorilor absolute mici ale tensiunii de polarizare). Traiectoria din dreapta era descrisă de spot cu o viteză mult mai mare. Diferenţa apreciabilă a vitezei spotului în descrierea celor două traiectorii limită indică prezenţa unei oscilaţii modulate în frecvenţă.

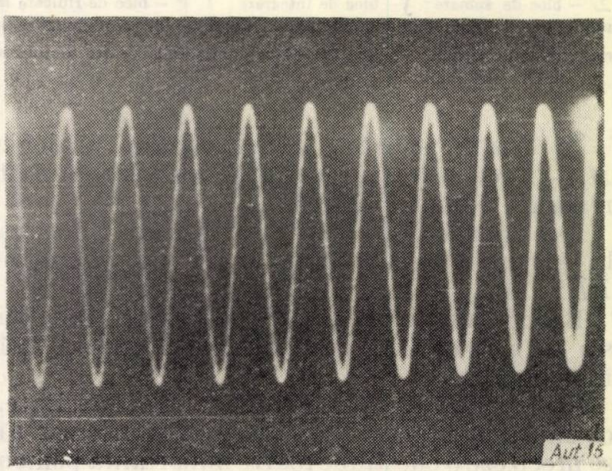
Un interes deosebit prezintă forma tensiunii la bornele inductanţei L a circuitului în funcţie de timp. În figura 6 a şi 6 b sînt date oscilogramele mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$ (tensiunea normată la bornele inductanţei) pentru : $A_1 = 0{,}565$; $A_2 = 0{,}7525$; $\beta = 2 \cdot 10^{-2}$; $\left(\frac{d^2y}{d\tau^2}\right)_0 = -2$. În prima oscilogramă (fig. 6a) este dată variaţia mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$ pentru intervalul de timp $0 \leqslant \tau \leqslant \frac{\pi}{2\beta}$.



a



b



c

Fig. 6. Oscilogramele tensiunii normate la bornele inductanţei : $a - 0 \leqslant \tau \leqslant \frac{\pi}{2\beta}$; $b - \sin \beta\tau \approx -1$; c – sinusoidă standard de pulsaţie unitară.

În figura 6b se poate urmări aceeaşi dependenţă, însă pentru sin $\beta\tau \approx -1$. În sfîrşit, în oscilograma din figura 6c se dă o funcţie armonică standard de pulsaţie egală cu unitatea. Din oscilogramele prezentate rezultă că $\frac{d^2y}{d\tau^2}$ este o oscilaţie modulată atît în frecvenţă, cît şi în amplitudine.

Este interesant de observat diferenţa importantă dintre forma oscilaţiei din figura 6a şi a celei din figura 6b. Cînd punctul de funcţionare pentru caracteristica $C_b = C_b(E_c)$ se găseşte în regiunea valorilor absolute mari ale tensiunii de polarizare $\left(\sin \beta\tau \approx 1,\ \tau \approx \frac{\pi}{2\beta}\right)$ forma oscilaţiei este aproape armonică, ceea ce se explică prin variaţia relativ neînsemnată a capacităţii neliniare pentru aceste valori ale polarizării. Cînd punctul de funcţionare se găseşte în regiunea valorilor mici ale mărimii E_c $\left(\sin \beta\tau \approx -1,\ \tau \approx \frac{3\pi}{2\beta}\right)$ forma tensiunii normate la bornele inductanţei aminteşte oscilaţiile libere în circuitul analizat [3].

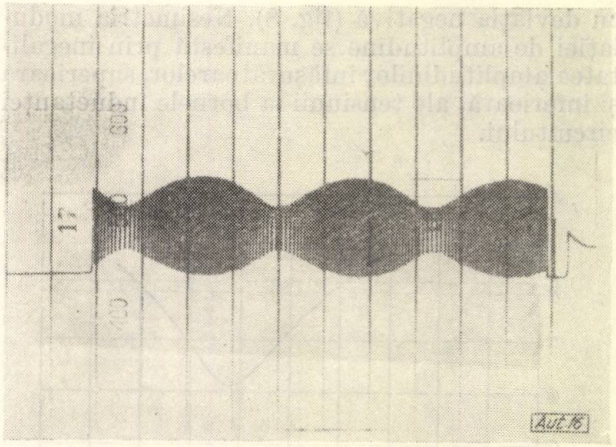
Figura 7 pune în evidenţă influenţa amplitudinii semnalului de joasă frecvenţă asupra formei tensiunii la bornele inductanţei circuitului. Sînt reprezentate înregistrările mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$ pentru : $A_2 = 0{,}858$; $\beta = 2 \cdot 10^{-2}$; $\left(\frac{d^2y}{d\tau^2}\right)_0 = -2$; $A_1 = 0{,}847$ (fig. 7a), respectiv $A_1 = 0{,}3$ (fig. 7b). După cum se vede, valoarea lui A_1 influenţează substanţial atît asupra deviaţiei de frecvenţă a oscilaţiei, cît şi asupra adîncimii modulaţiei de amplitudine.

În procesul de rezolvare a ecuaţiei (1) s-a observat că faza semnalului perturbator influenţează asupra stabilităţii soluţiei. Legătura dintre valoarea fazei lui u_m şi caracterul soluţiei căutate nu este analizată aici, ea făcînd obiectul unor cercetări separate. Rezultatele lucrării de faţă se referă la o plajă de valori ale fazei semnalului perturbator u_m pentru care oscilaţiile apărute sînt stabile.

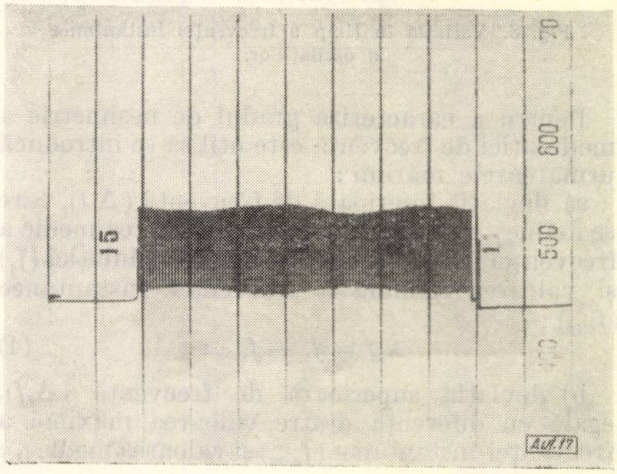
Rezultatele complete ale studierii celor 131 variante ale rezolvării ecuaţiei (1) la calculatorul analogic MN-2 sînt cuprinse în [5].

Rezultatele prelucrării datelor obţinute la calculatorul analogic şi analiza lor

Scopul principal al studierii ecuaţiei (1) a constat în găsirea legăturilor dintre parametrii care caracterizează oscilaţia modulată simultan în frecvenţă şi amplitudine şi mărimile A_2, A_1, adică : dependenţa deviaţiei de frecvenţă de valoarea normată a tensiunii de polarizare aplicată joncţiunii $p - n$ (A_2) şi de valoarea normată a amplitudinii semnalului de joasă frecvenţă (A_1) ; dependenţa adîncimii modulaţiei de amplitudine de A_2 şi A_1 ; influenţa mărimilor A_2 şi A_1 asupra



a



b

Fig. 7. Înregistrările tensiunii normate la bornele inductanţei : $a - A_1 = 0{,}847$; $b - A_1 = 0{,}3$.

coeficientului de distorsiuni neliniare ale frecvenţei instantanee a oscilaţiilor.

Dependenţele amintite au fost determinate prin prelucrarea înregistrărilor mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$ (tensiunea normată la bornele inductanţei circuitului), obţinute la calculatorul MN-2 în diferite variante analizate, adică pentru diferite valori ale parametrilor A_2, A_1, β. În toate variantele, ale căror rezultate sînt prezentate în această lucrare, valoarea iniţială a tensiunii la bornele inductanţei circuitului oscilant a fost $\left(\frac{d^2y}{d\tau^2}\right)_0 = -2$ (în care caz diferenţa dintre valorile maximă şi minimă ale mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$ în absenţa modulaţiei era egală cu $\Delta y'' \approx 3$).

Rezultatele obţinute arată că atît modulaţia de frecvenţă, cît şi cea de amplitudine sînt nesimetrice. Cu alte cuvinte, într-o perioadă a semnalului perturbator de joasă frecvenţă, deviaţia pozitivă a frecvenţei instantanee faţă de valoarea medie a acesteia nu va fi egală în mărime

cu deviaţia negativă (fig. 8). Nesimetria modulaţiei de amplitudine se manifestă prin inegalitatea amplitudinilor înfăşurătoarelor, superioară şi inferioară, ale tensiunii la bornele inductanţei circuitului.

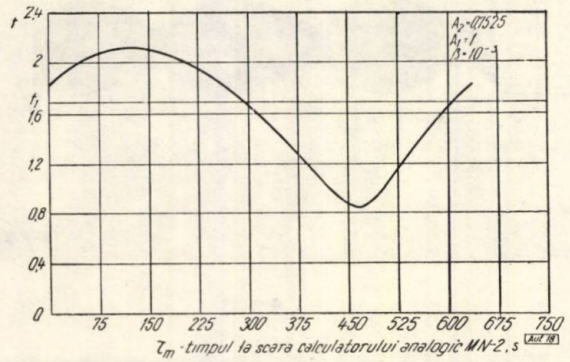


Fig. 8. Variaţia în timp a frecvenţei instantanee a oscilaţiilor.

Pentru a caracteriza gradul de nesimetrie a modulaţiei de frecvenţă este util să se introducă următoarele mărimi:

a) deviaţia inferioară de frecvenţă ($\Delta_i f$), care se defineşte ca diferenţa dintre valoarea medie a frecvenţei instantanee în absenţa modulaţiei (f_1) şi valoarea minimă a frecvenţei instantanee (f_{min}):

$$\Delta_i f = f_1 - f_{min}; \qquad (4)$$

b) deviaţia superioară de frecvenţă ($\Delta_s f$), egală cu diferenţa dintre valoarea maximă a frecvenţei instantanee (f_{max}) şi valoarea medie f_1:

$$\Delta_s f = f_{max} - f_1. \qquad (5)$$

Se remarcă faptul că mărimile f_1, f_{max}, f_{min}, $\Delta_i f$ şi $\Delta_s f$ se dau la scara de timp a schemei de modelare realizată cu ajutorul calculatorului MN-2.

Pentru a aprecia adîncimea modulaţiei de amplitudine poate fi folosită figura 9, în care se

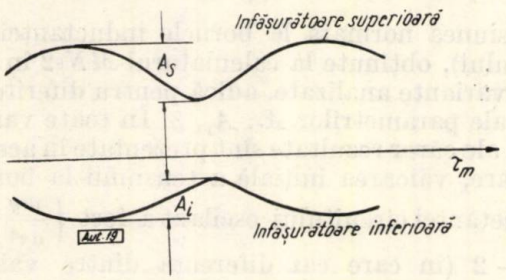


Fig. 9. Înfăşurătoarele, superioară şi inferioară, ale mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$.

prezintă variaţia în timp a înfăşurătoarelor, superioară şi inferioară, ale mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$ (τ_m este timpul la scara schemei de modelare). În figura 9, A_s este diferenţa valorilor, maximă şi minimă, ale înfăşurătoarei superioare a mărimii $\frac{d^2y}{d\tau^2}$, iar A_i — diferenţa valorilor, maximă şi minimă, ale înfăşurătoarei inferioare.

Dependenţa deviaţiei inferioare de frecvenţă (în procente faţă de valoarea medie a frecvenţei oscilaţiilor pentru $A_1 = 0$) de amplitudinea normată a semnalului perturbator A_1 se dă în figura 10 pentru trei valori normate ale tensiunii de polarizare (în cazul $\beta = 10^{-3}$). Din figură se vede că $\Delta_i f$ este cu atît mai mare, cu cît este mai mare A_1 şi mai mic A_2. Pentru valori mijlocii ale polarizării ($A_2 = 0{,}7525$, ceea ce pentru diodele cu siliciu de tip D-813 folosite în calitate de capacitate neliniară corespunde unei tensiuni de polarizare inversă $E_c = 2$ V) se poate uşor obţine o deviaţie relativă de frecvenţă $\frac{\Delta_i f}{f_1}$ de

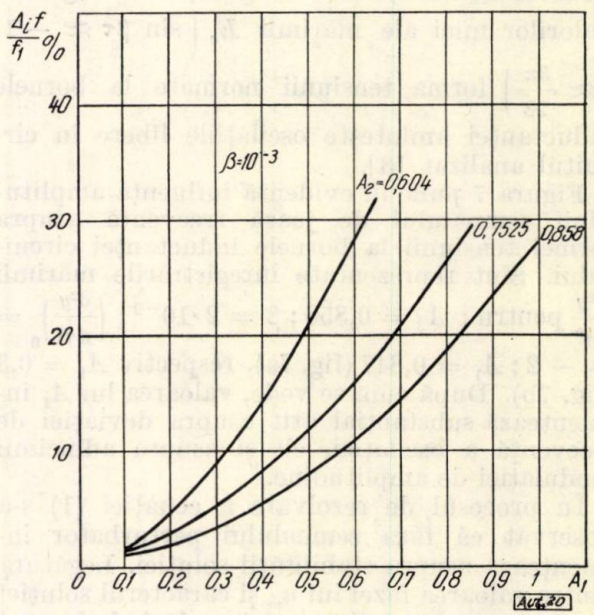


Fig. 10. Dependenţa deviaţiei inferioare de frecvenţă de amplitudinea semnalului perturbator.

ordinul 10% la amplitudini relativ reduse ale semnalului de joasă frecvenţă ($A_1 < 0{,}5$). În figura 11 se poate urmări variaţia cu A_1 a deviaţiei superioare de frecvenţă (tot în procente faţă de valoarea medie a frecvenţei instantanee pentru $A_1 = 0$) pentru aceleaşi valori ale lui A_2. Variaţia neînsemnată a raportului $\frac{\Delta_s f}{f_1}$ la valori mari ale mărimii A_1 se explică prin faptul că în domeniul valorilor absolute mari ale tensiunii de polarizare dependenţa capacităţii joncţiunii $p - n$ de E_c este slab exprimată [3].

Rezultatele obţinute arată, de asemenea, că la aceleaşi valori ale parametrilor A_2 şi A_1 deviaţia inferioară de frecvenţă este mai mare decît deviaţia superioară (în special pentru $A_1 > 0{,}2$). Aceasta este uşor de înţeles, deoarece panta

curbei $C_b = C_b(E_c)$ creşte o dată cu micşorarea lui E_c.

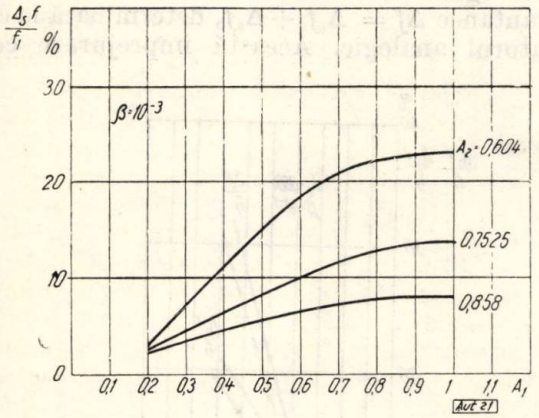


Fig. 11. Dependenţa deviaţiei superioare de frecvenţă de amplitudinea semnalului perturbator.

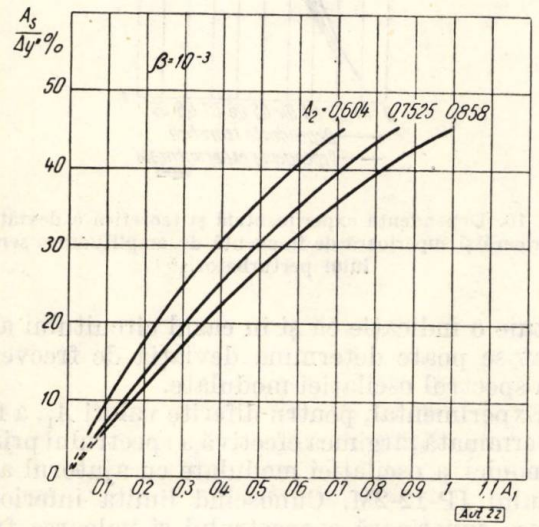


Fig. 12. Dependenţa gradului de modulaţie a înfăşurării superioare de amplitudinea semnalului perturbator.

Obţinerea unor deviaţii mari de frecvenţă este condiţionată de prezenţa unei modulaţii de amplitudine destul de pronunţată. În figurile 12 şi 13 poate fi urmărită dependenţa gradelor de modulaţie $\frac{A_s}{\Delta y''}$ şi $\frac{A_i}{\Delta y''}$ de parametrii A_1 şi A_2 (în procente). Adîncimea modulaţiei de amplitudine este însemnată: $\frac{A_s}{\Delta y''} = 30\%$, pentru $A_2 = 0,7525$ şi $A_1 = 0,5$.

Revenind la figura 8, care cuprinde variaţia în timp a frecvenţei normate instantanee în cazul $A_2 = 0,7525$; $A_1 = 1$; $\beta = 10^{-3}$, se vede că în procesul de modulaţie această variaţie este departe de forma sinusoidală, deşi semnalul perturbator este armonic. Aceasta este, evident, urmarea neliniarităţii capacităţii joncţiunii $p - n$.

Neliniaritatea pronunţată a modulaţiei de frecvenţă impune determinarea legăturii dintre deviaţia de frecvenţă şi coeficientul de distorsiuni neliniare al frecvenţei instantanee prin intermediul amplitudinii A_1 a semnalului perturbator. În acest scop, pentru un număr important de curbe de tipul celei din figura 8 a fost efectuată analiza armonică aproximativă (la diferite valori ale parametrilor A_2 şi A_1). Astfel, s-a putut stabili că valoarea coeficientului de distorsiuni neliniare creşte atunci cînd parametrii A_2 şi A_1 se măresc (fig. 14). Fizic, acest gen de variaţie este uşor înţeles, întrucît — ca urmare a dependenţei neliniare a lui C_b de E_c — orice creştere a amplitudinii semnalului perturbator trebuie să conducă la deformarea şi mai pronunţată a dependenţei de timp a frecvenţei instantanee şi, în acest fel, la mărirea lui δ. Dacă $A_2 = 0,7525$ şi $A_1 = 0,5$, coeficientul de distorsiuni neliniare este $\delta = 19\%$, iar pentru mărirea lui A_1 pînă la 0,8, δ creşte pînă la 33%.

Se înţelege că valoarea importantă a coeficientului de distorsiuni neliniare al frecvenţei

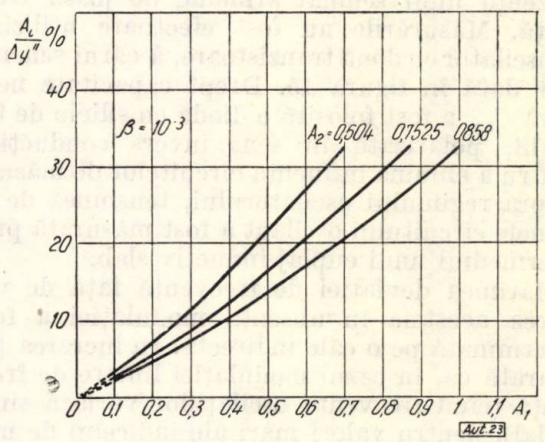


Fig. 13. Dependenţa gradului de modulaţie a înfăşurării inferioare de amplitudinea semnalului perturbator.

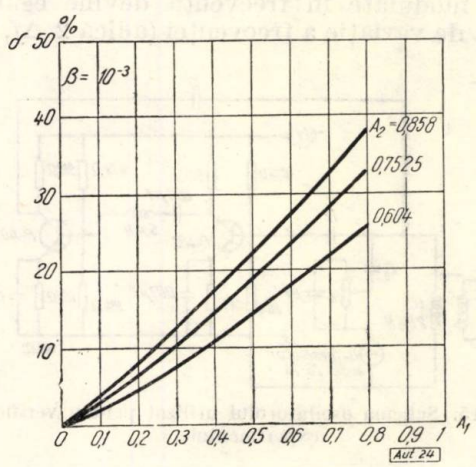


Fig. 14. Variaţia coeficientului de distorsiuni neliniare al frecvenţei instantanee cu amplitudinea semnalului perturbator.

instantanee a oscilaţiilor limitează utilizarea capacităţii joncţiunii $p - n$ pentru obţinerea deviaţiilor de frecvenţă mari.

Analiza armonică a frecvenţei normate instantanee mai arată că valoarea medie a frecvenţei (purtătoarea) scade în procesul de modulaţie faţă de valoarea sa în absenţa modulaţiei (adică în absenţa semnalului perturbator) şi nu creşte, aşa cum se arată în lucrarea [6]. Această scădere va fi cu atît mai mică, cu cît este mai mare A_1. Spre exemplu, pentru $A_2 = 0{,}7525$; $A_1 = 1$, micşorarea relativă a frecvenţei medii reprezintă 6% din valoarea acesteia în absenţa modulaţiei.

Rezultatele experimentale

Scopul părţii experimentale a lucrării a fost verificarea principalelor concluzii teoretice la care s-a ajuns în urma studierii ecuaţiei (1) cu ajutorul calculatorului analogic *MN-2*. Pentru realizarea acestui scop au fost cercetate experimental autooscilaţiile care apar într-un circuit *LC* cu capacitatea joncţiunii $p - n$ aliată, în prezenţa unui semnal armonic de joasă frecvenţă. Măsurările au fost efectuate utilizînd un oscilator cu două tranzistoare, a cărui schemă este dată în figura 15. Drept capacitate neliniară C_b, a fost folosită o diodă cu siliciu de tip *D*-813, polarizată în sens invers conducţiei. Pentru a elimina influenţa circuitelor de măsură asupra regimului oscilatorului, tensiunea de la bornele circuitului oscilant a fost măsurată prin intermediul unui cuplaj inductiv slab.

Mărimea deviaţiei de frecvenţă faţă de valoarea acesteia în absenţa modulaţiei a fost determinată pe o cale indirectă. În lucrarea [7] se arată că, în cazul modulaţiei liniare de frecvenţă (cînd frecvenţa oscilaţiilor variază sinusoidal), pentru valori mari ale indicelui de modulaţie $\frac{\Delta f}{f_m}$ lărgimea efectivă a spectrului oscilaţiei modulate în frecvenţă devine egală cu banda de variaţie a frecvenţei (adică 2 Δf, unde

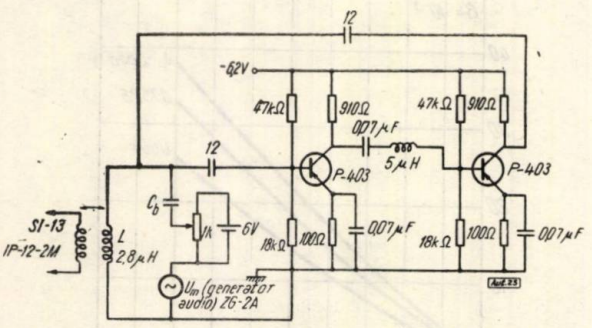


Fig. 15. Schema oscilatorului utilizat pentru verificările experimentale.

Δf este deviaţia de frecvenţă). În cazul modulaţiei de frecvenţă în circuitul rezonant cu capacitatea joncţiunii $p - n$ nu se poate trage direct o astfel de concluzie, întrucît nu dispunem de dezvoltarea în serie Fourier a oscilaţiei modulate. Cu toate acestea, lărgimea efectivă a spectrului oscilaţiei, măsurată experimental cu ajutorul analizorului de zgomot IP-12-2M, este aproximativ egală cu banda de variaţie a frecvenţei instantanee $\Delta f = \Delta_i f + \Delta_s f$, determinată la calculatorul analogic. Această împrejurare con-

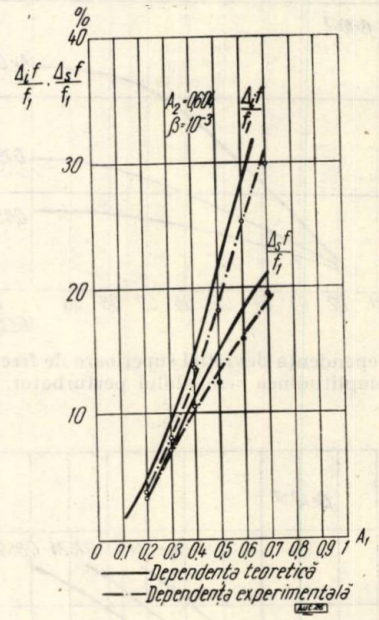


Fig. 16. Dependenţa experimentală şi teoretică a deviaţiilor inferioară şi superioară de frecvenţă de amplitudinea semnalului perturbator.

stituie o indicaţie că şi în cazul circuitului analizat se poate determina deviaţia de frecvenţă din spectrul oscilaţiei modulate.

Experimental, pentru diferite valori A_1, a fost determinată lărgimea efectivă a spectrului primei armonici a oscilaţiei modulate cu ajutorul aparatului IP-12-2M. Cunoscînd limita inferioară şi cea superioară a spectrului şi valoarea frecvenţei în absenţa modulaţiei pot fi determinate $\Delta_i f$ şi $\Delta_s f$. Spectrele oscilaţiei modulate nu se dau în această lucrare întrucît capacitatea redusă de rezoluţie a analizorului IP-12-2M în raport cu frecvenţa nu a permis determinarea frecvenţelor de maxim cu suficientă precizie.

În figura 16 este reprezentată cu linie întreruptă dependenţa experimentală a mărimilor $\frac{\Delta_i f}{f_1}$ şi $\frac{\Delta_s f}{f_1}$ (determinate, aşa cum s-a arătat, pentru $A_2 = 0{,}604$ şi $\beta = 10^{-3}$) de valoarea normată a amplitudinii semnalului perturbator. În figură sînt date, de asemenea, dependenţele teoretice corespunzătoare. Rezultatele experimentale verifică, în mod satisfăcător, concluziile teoretice.

Adîncimea modulaţiei de amplitudine a fost determinată prin măsurarea amplitudinilor înfăşurătoarelor, inferioară şi superioară, pe scala gradată a ecranului osilografului *SI-13*, la intrarea căruia se aplică oscilaţia modulată. Experimental s-a confirmat concluzia teoretică, conform căreia înfăşurătoarele, inferioară şi su-

perioară, ale oscilaţiei modulate nu au amplitudini egale (fig. 17). În figura 18 este reprezentată prin linie întreruptă dependenţa mărimilor $\frac{A_s}{\Delta y''}$ şi $\frac{A_i}{\Delta y''}$ de A_1 pentru $A_2 = 0{,}604$; $\beta = 10^{-3}$. Dependenţele teoretice corespunzătoare sînt trasate în aceeaşi figură cu linie plină.

Determinările experimentale s-au făcut pentru o frecvenţă a oscilaţiilor nemodulate egală cu 5,7 MHz, iar frecvenţa semnalului perturbator a fost $f_m = 5{,}9$ kHz.

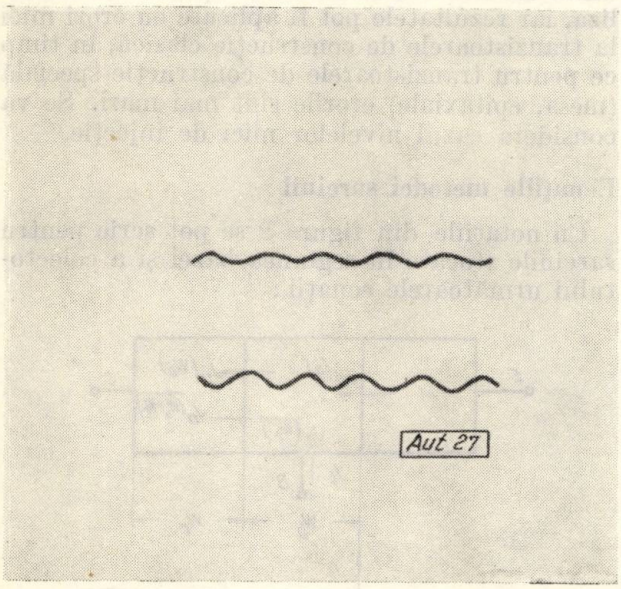


Fig. 17. Oscilograma experimentală a înfăşurătoarelor, superioară şi inferioară, ale tensiunii normate la bornele inductanţei.

Concluzii

Rezultatele teoretice şi experimentale obţinute arată că, în prezenţa unui semnal armonic perturbator de joasă frecvenţă, în circuitul LC cu capacitatea neliniară a joncţiunii $p - n$ aliate ia naştere o oscilaţie modulată nesimetric, atît în frecvenţă, cît şi în amplitudine. Pentru valori relativ mici ale amplitudinii semnalului perturbator pot fi uşor obţinute deviaţii de frecvenţă de ordinul 10%. Realizarea unei deviaţii de frecvenţă de acest ordin de mărime este însă legată de prezenţa unei modulaţii de amplitudine importantă (~28%) şi de o valoare ridicată a coeficientului de distorsiuni neliniare al frecvenţei instantanee (~16%), ceea ce limitează posibilitatea utilizării capacităţii joncţiunii $p-n$ aliate pentru obţinerea deviaţiilor mari de frecvenţă. De aceea, în cazul cînd se foloseşte o astfel de capacitate pentru obţinerea unei oscilaţii modulate în frecvenţă, trebuie urmărită realizarea unui compromis între valoarea dorită a deviaţiei de frecvenţă şi valorile admisibile ale gradului de modulaţie în amplitudine, respectiv coeficientului de distorsiuni neliniare al frecvenţei instantanee.

Analiza armonică a frecvenţei instantanee conduce la concluzia că, în procesul de modulaţie, valoarea medie a frecvenţei se micşorează.

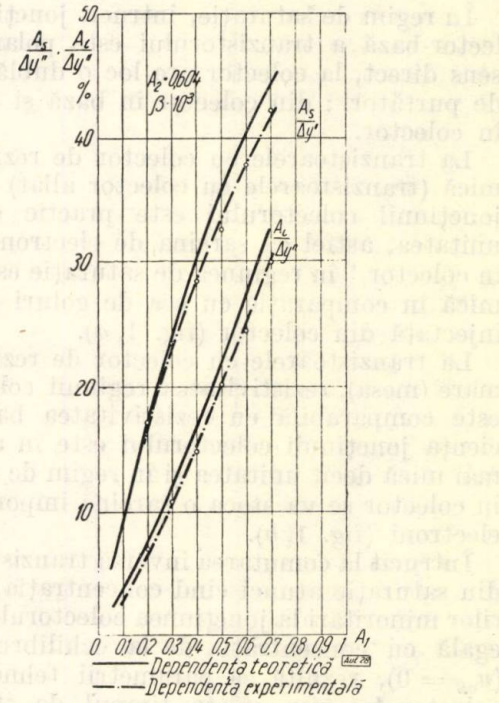


Fig. 18. Dependenţa experimentală şi teoretică a gradelor de modulaţie a înfăşurătoarelor tensiunii normate la bornele inductanţei de amplitudinea semnalului perturbator.

Această micşorare va fi cu atît mai importantă, cu cît este mai mare amplitudinea semnalului perturbator de joasă frecvenţă. De variaţia valorii frecvenţei purtătoare ca rezultat al modulaţiei trebuie să se ţină seamă în calculul sistemelor care utilizează capacitatea joncţiunii $p - n$ pentru comanda frecvenţei oscilaţiilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Collins, A. *Wideband F — M with capacitance diodes.* În: Electronics, v. **32**, nr. 49, 1959.
[2] Todd, A. C. *Using voltage — variable capacitance in modulator design.* În: Electronics, v. **34**, nr. 3, 1961.
[3] Petrescu, M. *Upravliaemie immitansi na poluprovodnikovîh priborah, kandidatskaia dissertaţiia.* Moscova, MEI, 1963.
[4] Feldbaum, A. A. *V vedenie v teoriiu nelineinîh ţepei.* Moscova, GEI, 1948.
[5] *Issledovanie rezonansnovo kontura s nelineinoi iomkostiu p — n perehoda pri nalicii moduliruiuşcevo signala.* Otciot po naucinoissledovatelskoi rabote. Moscova, MEI, 1963.
[6] Samoilenco, V. I. *Osobennosti rabotî poluprovodnikovîh diodov i triodov pri bolşih urovniah napriajeniia.* Moscova, Oboronghiz, 1959.
[7] Harkevici, A. A. *Spektrî i analiz.* Moscova, F.M., 1962.

Ing. GH. SAMACHIŞĂ

Influenţa sarcinii stocate în regiunea colectorului asupra timpului de stocare a unui tranzistor

În regim de saturaţie, întrucît joncţiunea colector-bază a tranzistorului este polarizată în sens direct, la colector are loc o dublă injecţie de purtători : din colector în bază şi din bază în colector.

La tranzistoarele cu colector de rezistivitate mică (tranzistoarele cu colector aliat) eficienţa joncţiunii colectorului este practic egală cu unitatea, astfel că sarcina de electroni stocată în colector * în regiunea de saturaţie este foarte mică în comparaţie cu cea de goluri din bază injectată din colector (fig. 1, *a*).

La tranzistoarele cu colector de rezistivitate mare (mesa), rezistivitatea regiunii colectorului este comparabilă cu rezistivitatea bazei. Eficienţa joncţiunii colectorului este în acest caz mai mică decît unitatea şi în regim de saturaţie în colector se va stoca o sarcină importantă de electroni (fig. 1, *b*).

Întrucît la comutarea inversă tranzistorul iese din saturaţie atunci cînd concentraţia purtătorilor minoritari la joncţiunea colectorului devine egală cu concentraţia de la echilibrul termic ($u_{cB} = 0$), rezultă că parametrii tehnologici ai colectorului vor afecta timpul de stocare al tranzistoarelor cu colector de rezistivitate mare şi practic nu vor afecta timpul de stocare al tranzistoarelor cu colector de rezistivitate mică. Experimental [1] se constată o influenţă foarte mare a timpului de viaţă al purtătorilor minoritari din regiunea colectorului asupra constantei de timp de stocare la tranzistoarele cu colector difuzat.

În lucrarea de faţă se analizează, folosind ecuaţiile metodei sarcinii [2], comutarea inversă

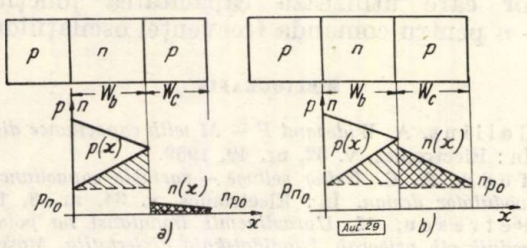


Fig. 1. Sarcina de goluri injectată din colector în bază (suprafaţa haşurată) şi sarcina de electroni (suprafaţa dublu haşurată) injectată din bază în colector :

a — pentru un tranzistor pnp cu colector de rezistivitate mică ; *b* — pentru un tranzistor cu colector de rezistivitate mare.

din regiunea de saturaţie a unui tranzistor ţinîndu-se seamă de sarcina stocată în colector. Analiza este oportună întrucît la tranzistoarele fabricate astăzi pentru comutaţie acest efect trebuie luat în consideraţie la studiul vitezei de comutare [3].

Pentru uşurarea calculelor se va considera problema unidimensională, adică un tranzistor cu joncţiuni plane paralele şi de secţiune egală cu unitatea. Această structură simplifică mult analiza, iar rezultatele pot fi aplicate cu erori mici la tranzistoarele de construcţie clasică, în timp ce pentru tranzistoarele de construcţie specială (mesa, epitaxiale) erorile sînt mai mari. Se va considera cazul nivelelor mici de injecţie.

Ecuaţiile metodei sarcinii

Cu notaţiile din figura 2 se pot scrie pentru sarcinile stocate în regiunea bazei şi a colectorului următoarele ecuaţii :

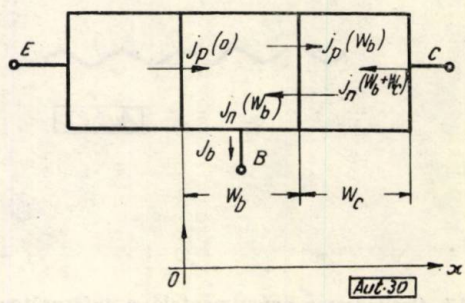


Fig. 2. Curenţii de electroni şi goluri din tranzistorul cu colector de rezistivitate mare.

$$\frac{dQ_{BS}}{dt} + \frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{Q_{Binc}}{\tau_p} = J_p(0) - J_p(w_b), \qquad (1)$$

pentru regiunea bazei, şi

$$\frac{dQ_c}{dt} + \frac{Q_c}{\tau_n} = J_n(w_b) - J_n(w_b + w_c), \qquad (2)$$

pentru regiunea colectorului,

unde :

- Q_{BS} este sarcina stocată în baza tranzistorului, la saturaţie ;
- Q_c — sarcina stocată în regiunea colectorului ;
- τ_s — constanta de timp de stocare a sarcinii din bază ;
- τ_p — timpul de viaţă al golurilor în bază ;
- τ_n — timpul de viaţă al electronilor în colector.

Ecuaţiile (1) şi (2) se deduc prin integrarea ecuaţiilor de continuitate a purtătorilor minoritari în cele două regiuni, considerînd că τ_s, τ_p, τ_n, sînt mărimi constante şi că tranzistorul lucrează în regim de saturaţie.

* În lucrare ne vom referi la tranzistoarele de tip pnp.

În relaţia (2), termenul Q_c/τ_n reprezintă curentul de recombinare a electronilor în volumul regiunii colectorului, în timp ce termenul $J_n(w_b + w_c)$ reprezintă curentul de recombinare a electronilor la contactul colectorului.

Introducînd notaţia :

$$Q_c/\tau_n + J_n(w_b + w_c) = Q_c/\tau_F, \qquad (3)$$

unde mărimea τ_F este o constantă pentru un tranzistor dat [4] denumită constantă de timp globală a electronilor minoritari din colector, relaţia (2) devine :

$$\frac{dQ_c}{dt} + \frac{Q_c}{\tau_F} = J_n(w_b). \qquad (4)$$

Este uşor de observat, pe baza celor arătate, că mărimea τ_F satisface relaţiile :

$\tau_F = \tau_n$, pentru tranzistoarele cu $w_c \gg L_n$ şi

$\tau_F < \tau_n$, pentru tranzistoarele cu $w_c \leqslant L_n$. (5)

Adunînd (1) cu (4), rezultă :

$$\frac{dQ_{BS}}{dt} + \frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{Q_{Binc}}{\tau_p} + \frac{dQ_c}{dt} + \frac{Q_c}{\tau_F} = J_p(0) - J_p(w_b) + J_n(w_b). \qquad (6)$$

Dacă se neglijează curentul de electroni la joncţiunea emitorului (la tranzistoarele cu emitor aliat, $\gamma \approx 1$) rezultă pentru curentul de bază expresia :

$$J_b = J_e - J_c = J_p(0) - J_p(w_b) + J_n(w_b), \qquad (7)$$

iar ecuaţia (6), ţinînd seamă de (7), devine :

$$\frac{dQ_{BS}}{dt} + \frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{Q_{Binc}}{\tau_p} + \frac{dQ_c}{dt} + \frac{Q_c}{\tau_F} = J_b. \qquad (8)$$

Ecuaţia (8) este ecuaţia metodei sarcinii atunci cînd se ţine seamă de sarcina stocată în regiunea colectorului. Trebuie observat că această ecuaţie este valabilă pentru orice tip de distribuţie a impurităţilor donoare sau acceptoare din bază şi colector, întrucît ecuaţiile (1) şi (2) nu presupun o anumită distribuţie a acestor impurităţi.

Timpul de stocare a tranzistorului în conexiunea EC

Timpul de stocare, atunci cînd tranzistorul este comutat din regiunea de saturaţie corespunzătoare regimului staţionar determinat de curentul de bază $I_{B1} > E_c/\beta R_c$ (fig. 3) în regiunea de tăiere cu curentul negativ I_{B2}, se determină prin integrarea ecuaţiei (8), care, pentru $t > 0$ devine :

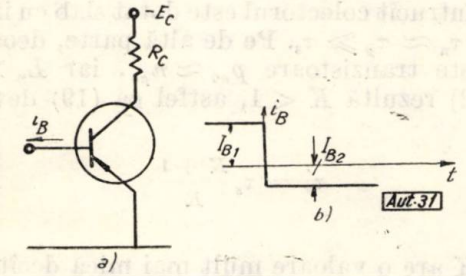


Fig. 3.

a – circuitul de comutare al tranzistorului; *b* – curentul de bază pentru comutare

$$\frac{dQ_{BS}}{dt} + \frac{dQ_c}{dt} + \frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{Q_{Binc}}{\tau_p} + \frac{Q_c}{\tau_F} = -I_{B2}, \qquad (9)$$

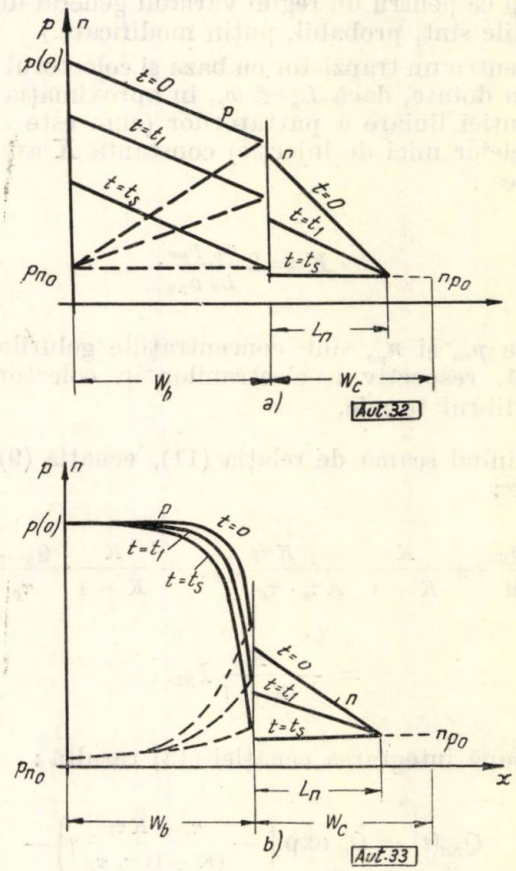


Fig. 4. Distribuţia aproximativă a golurilor din bază şi a electronilor din colectorul unui tranzistor după aplicarea saltului pentru comutarea inversă din regiunea de saturaţie la diverse momente de timp :

a – pentru un tranzistor cu concentraţie uniformă de impurităţi în bază şi colector; *b* – pentru un tranzistor cu bază gradată şi colector dotat uniform cu impurităţi.

– – – concentraţia golurilor injectate din colector în bază;

–·–·– concentraţia golurilor din bază la saturaţie incipientă;

——— concentraţia rezultantă a golurilor din bază şi a electronilor din colector.

cu condiţia iniţială ($t = 0$)

$$\frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{Q_{Binc}}{\tau_p} + \frac{Q_c}{\tau_F} = I_{B1}. \qquad (10)$$

Pentru integrarea ecuaţiei (9) se face presupunerea simplificatoare, justificată în cele ce urmează, că în timpul de stocare raportul Q_s/Q_c este o mărime constantă, adică :

$$Q_{BS}/Q_c|_{t \leqslant t_s} = K. \qquad (11)$$

Relaţia (11) este justificată în cazul în care comutarea inversă se face cu un curent negativ

de bază de valoare mică ($I_{B2} \ll E_c/\beta R_c$) întrucît, în acest caz, cu suficientă aproximaţie, distribuţia purtătorilor din bază şi colector, în diverse momente de timp după aplicarea saltului pentru comutare, poate fi dedusă din distribuţia staţionară prin simplă translaţie (fig. 4), indiferent de tipul distribuţiei atomilor donori sau acceptori din bază şi colector. (Distribuţiile din figura 4 corespund unui regim cvasistaţionar, în timp ce pentru un regim variabil general distribuţiile sînt, probabil, puţin modificate.)

Pentru un tranzistor cu baza şi colectorul uniform dotate, dacă $L_n \ll w_c$, în aproximaţia distribuţiei liniare a purtătorilor (cum este cazul nivelelor mici de injecţie) constanta K are valoarea :

$$K = 2\frac{w_b\, p_{no}}{L_n\, n_{po}}, \tag{12}$$

unde p_{no} şi n_{po} sînt concentraţiile golurilor în bază, respectiv a electronilor în colector, la echilibrul termic.

Ţinînd seamă de relaţia (11), ecuaţia (9) devine :

$$\frac{dQ_{BS}}{dt} + \frac{K}{K+1}\cdot\frac{\tau_s + K\tau_F}{K\tau_s\cdot\tau_F}Q_{BS} + \frac{K}{K+1}\cdot\frac{Q_{Binc}}{\tau_p} =$$

$$= -\frac{K}{K+1}I_{B2}. \tag{13}$$

După integrarea ecuaţiei (13) rezultă :

$$Q_{BS}(t) = Q_0 \exp\left(-\frac{\tau_s + K\tau_F}{(K+1)\,\tau_s\,\tau_F}t\right) -$$

$$-\frac{K\tau_s\,\tau_F}{\tau_s + K\tau_F}\left(I_{B2} + \frac{Q_{Binc}}{\tau_p}\right). \tag{14}$$

Constanta Q_0 se determină din condiţia iniţială (10). Înlocuind (11) în (10) rezultă :

$$Q_0 = \frac{K\tau_s\,\tau_F}{\tau_s + K\tau_F}(I_{B1} + I_{B2}) \tag{15}$$

şi

$$Q_{BS}(t) = \frac{K\tau_s\,\tau_F}{\tau_s + K\tau_F}(I_{B1} + I_{B2})\exp\left(-\frac{\tau_s + K\tau_F}{(K+1)\tau_s\tau_F}t\right) -$$

$$-\frac{K\tau_s\,\tau_F}{\tau_s + K\tau_F}(I_{B2} + I_{BD}), \tag{16}$$

unde $I_{BD} = Q_{Binc}/\tau_p$ este curentul de bază care aduce tranzistorul la saturaţia incipientă ($I_{BD} = E_c/\beta R_c$).

Timpul de stocare rezultă din (16) cu condiţia :

$$Q_{BS}(t_s) = 0, \tag{17}$$

adică

$$t_s = \tau_s\frac{K+1}{K + \tau_s/\tau_F}\ln\frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2} + I_{BD}}. \tag{18}$$

Discutarea rezultatului

Expresia timpului de stocare dată de (18) este identică, ca formă, cu expresia timpului de stocare a unui tranzistor fără sarcină stocată în colector [2]. Valorile constantelor de timp de stocare sînt însă diferite. Notînd cu τ_s' constanta de timp de stocare din (18), rezultă pentru raportul lor expresia :

$$\frac{\tau_s'}{\tau_s} = \frac{K+1}{K + \tau_s/\tau_F}. \tag{19}$$

Valoarea raportului (19) depinde de geometria şi de parametrii tehnologici ai tranzistorului.

Din (19) se observă că timpul de stocare nu este afectat de sarcina stocată în colector, indiferent de valoarea lui K, dacă este îndeplinită condiţia :

$$\tau_s = \tau_F, \tag{20}$$

unde τ_s are o valoare mult mai mică decît timpul de viaţă a purtătorilor minoritari din bază ($\tau_s \ll \tau_p$).

În general tranzistoarele se realizează cu $L_n \ll w_c$, deci conform relaţiilor (5) condiţia (20) devine :

$$\tau_s = \tau_n. \tag{21}$$

La tranzistoarele cu colector de rezistivitate mică, întrucît $K \gg 1$ şi $\tau_s/\tau_n \approx 1$, din (19) rezultă $\tau_s' = \tau_s$, prin urmare timpul de stocare nu este afectat de sarcina stocată în colector.

La tranzistoarele cu colector de rezistivitate mare, întrucît colectorul este dotat slab cu impurităţi, $\tau_n \approx \tau_p \gg \tau_s$. Pe de altă parte, deoarece la aceste tranzistoare $p_{no} \approx n_{po}$, iar $L_n > w_b$, din (12) rezultă $K < 1$, astfel că (19) devine :

$$\tau_s' = \tau_s\frac{K+1}{K}. \tag{22}$$

Dacă K are o valoare mult mai mică decît unitatea, aşa cum este în general cazul la acest tip de tranzistoare, se obţine pentru constanta de timp de stocare a tranzistorului o valoare mult mai mare decît τ_s şi implicit timpul de stocare ia valori foarte mari. Experimental [1] se confirmă această afirmaţie.

Performanţele regimului de comutare a tranzistoarelor cu colector de rezistivitate mare pot fi îmbunătăţite realizînd condiţia (20) sau (21). Realizarea condiţiei (21) este posibilă prin dotarea regiunii colectorului cu impurităţi care joacă rol de capcane pentru electronii minoritari. Pe această cale se reduce timpul de viaţă al electronilor, şi la comutarea inversă toată sarcina stocată în colector dispare foarte repede pe seama recombinării şi nu pe seama evacuării prin joncţiune.

Tranzistoarele cu colector de rezistivitate mare fabricate pentru schemele de comutaţie rapidă au dotat colectorul cu impurităţi capcane [1], [5].

Performanţe bune în regim de comutaţie din regiunea de saturaţie sînt aşteptate de la tranzistoarele epitaxiale. În adevăr, întrucît aceste tranzistoare au numai o mică porţiune din colector (cîţiva microni) dotată slab cu impurităţi şi cea mai mare parte dotată foarte puternic, rezultă că timpul de viaţă al purtătorilor minoritari în colector va fi foarte mic şi practic, relaţia (21) fiind îndeplinită, sarcina destul de mică stocată în colector (dar comparabilă cu cea din bază din cauza grosimii foarte mici a bazei) nu va influenţa regimul de comutare. În plus, întrucît la aceste tranzistoare, datorită geometriei, constanta de timp τ_s are o valoare foarte mică (de ordinul ns), rezultă proprietăţi de comutare foarte bune, verificate în practică [3].

Concluzii

Din analiza prezentată rezultă că pentru calculul timpului de stocare, atunci cînd se ţine seamă de sarcina stocată în regiunea colectorului, se poate utiliza o expresie identică cu cea dedusă pentru tranzistoarele la care se neglijează acest efect.

Valoarea constantei de timp de stocare care intră în această expresie depinde însă de parametrii tehnologici ai regiunii colectorului, şi rezultă ca fiind singurul parametru prin care se introduce efectul sarcinii stocate în colector asupra proprietăţilor de comutare a tranzistorului. În toate cazurile în care în colector se stochează sarcina, performanţele tranzistorului se înrăutăţesc în sensul că timpul de stocare se măreşte considerabil.

Reducerea efectului sarcinii stocate în colector şi prin aceasta îmbunătăţirea performanţelor tranzistoarelor în regim de comutaţie este posibilă dacă se îndeplineşte condiţia (20), adică dacă se realizează tranzistoare pentru care timpul de viaţă al purtătorilor minoritari din colector devine egal cu constanta de timp de stocare a purtătorilor minoritari din bază.

Tehnologic această condiţie se îndeplineşte fie realizînd tranzistoare cu colector de rezistivitate mică (tranzistoare aliate, mesa, epitaxiale etc.), fie dotînd colectorul de rezistivitate mare cu impurităţi capcane (tranzistoare mesa, tranzistoare cu colector difuzat etc.).

Din această analiză nu trebuie trasă concluzia că orice tip de tranzistor la care efectul sarcinii stocate în colector este redus are performanţe mai bune decît orice alt tip de tranzistor la care efectul sarcinii stocate în colector este pronunţat. De exemplu, un tranzistor mesa la care nu s-au luat măsuri pentru reducerea efectului sarcinii stocate în colector are un timp de stocare mult mai mic (cu un ordin de mărime) decît timpul de stocare al unui tranzistor aliat, în aceleaşi condiţii de lucru. Această diferenţă este datorită geometriei tranzistorului şi parametrilor tehnologici ai bazei (prin valoarea lui τ_s).

BIBLIOGRAFIE

[1] Sparkes, J. J. *A study of the charge control parameters of transistors.* În: P.I.R.E., oct. 1960, p. 1696.

[2] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1962.

[3] Barry, J. N. *Switching transistors. Operation in the saturation region.* În: Electronic Technology, vol. **36**, nr. 6, 1962, p. 206.

[4] Kuno, H. J. *Analysis and characterization of P. N. junction diode switching.* În: I.E.E.E., Transactions on electron devices, nr. 1, ian. 1964, p. 8.

[5] den Brinker, C. S. *An analysis of the switching behaviour of graded base transistors.* În: Electronic Engineering, aug. 1963, p. 500.

Ing. I. TEODORESCU, ing. I. BELUŞICĂ şi ing. M. MACOVEI

Acordul automat al sistemului rezonant al ciclotronului U—120

Stabilitatea intensităţii fasciculului de particule accelerate în ciclotron este determinată de ansamblul mărimilor care contribuie la producerea ionilor sau care realizează accelerarea sincronă a acestora, şi anume : debitul de gaz şi de ioni în sursă, curentul arcului, frecvenţa şi amplitudinea tensiunii acceleratoare, intensitatea cîmpului magnetic de ghidaj şi tensiunea de extracţie.

O parte din aceste mărimi au fost prevăzute cu sisteme electronice de stabilizare la realizarea iniţială a ciclotronului sau ulterior în timpul exploatării acestuia [1], [2].

Sistemul de stabilizare a tensiunii acceleratoare, care funcţionează în prezent, asigură compensarea fluctuaţiilor acesteia prin variaţia puterii introduse în circuitul rezonant. Acest sistem prezintă inconvenientul că în cazul unui dezacord pronunţat al circuitului rezonant, pentru menţinerea tensiunii acceleratoare la valoarea stabilită este necesară o creştere apreciabilă a tensiunii anodice a generatorului de înaltă frecvenţă, ceea ce face ca acesta să funcţioneze în condiţii grele. Pentru a se evita acest neajuns este necesar ca circuitul rezonant al sistemului accelerator să fie menţinut la acord pe frecvenţa de lucru a ciclotronului. În acest caz stabilizarea tensiunii acceleratoare trebuie să reacţioneze numai la factorii destabilizanţi obişnuiţi, şi anume la fluctuaţiile reţelei de alimentare şi la cele ale sarcinii pe care o prezintă fasciculul accelerat.

În acest scop a fost studiat şi experimentat un sistem de acord automat al sistemului rezonant al ciclotronului.

Circuitul echivalent al sistemului accelerator

Electrozii de accelerare ai ciclotronului (duanţii), la care se aplică tensiunea de înaltă frecvenţă, prezintă, faţă de masă, o capacitate care este compensată de inductanţa echivalentă a liniilor coaxiale, ai căror conductori centrali susţin duanţii (fig. 1).

Cele două circuite cuplate prin capacitatea dintre duanţi trebuie să asigure la rezonanţă valoarea necesară a tensiunii de accelerare (40—120 kV). Schema electrică echivalentă este arătată în figura 2.

Aceste circuite se deosebesc de circuitele cuplate uzuale prin următoarele :

a) Inductanţa este realizată cu ajutorul unui element cu constante distribuite, deci este dependentă de frecvenţă. În cele ce urmează se va considera totuşi că variaţiile de frecvenţă care intră în discuţie sînt mici (sub 1% din valoarea frecvenţei de lucru) aşa că vom admite că inductanţa este constantă, ceea ce justifică schema din figura 2.

b) Factorul de calitate al circuitului este mare (1 500—2 500), astfel că se obţin valori mult supraunitare ale indicelui de cuplaj chiar pentru

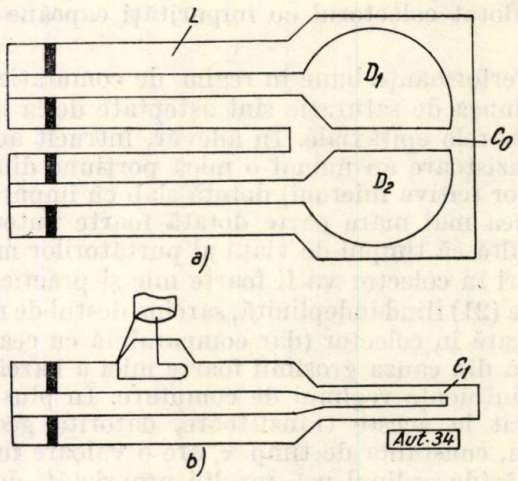


Fig. 1. Schiţa sistemului rezonant al ciclotronului : *a* — secţiune orizontală ; *b* — secţiune verticală ; D_1, D_2 — duanţi.

un cuplaj slab între cele două circuite. În cazul ciclotronului indicele de cuplaj este : $g = kQ = 50 \div 100$.

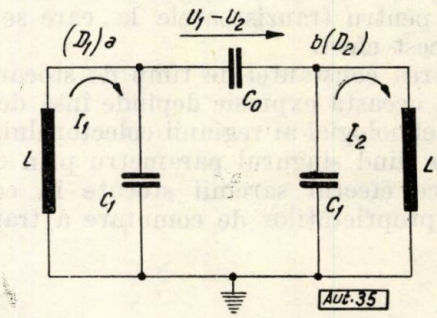


Fig. 2. Schema echivalentă a sistemului rezonant.

Expresiile generale ale curenţilor în cele două circuite sînt :

$$\frac{I_1}{I_{1MM}} = \frac{2\sqrt{1+x^2}}{\sqrt{(1+g^2)^2 - 2(g^2 - b/2)\,x^2 + x^2}}, \qquad (1)$$

$$\frac{I_2}{I_{2MM}} = \frac{2g}{\sqrt{(1+g^2)^2 - 2(g^2 - b/2)\,x^2 + x^4}}, \qquad (2)$$

în care :

$$b = \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1} \cong 2,$$

$$x = 2Q\,\frac{f - f_0}{f_0},$$

$$k = \frac{C_0}{C_1 + C_0}.$$

Valorile extreme ale acestor expresii au loc pentru : $x_m = 0$

cînd

$$\frac{I_1}{I_{1MM}} = \frac{2}{1+g^2}, \quad \frac{I_2}{I_{2MM}} = \frac{2g}{1+g^2} \tag{3}$$

şi pentru : $x_M = \pm\sqrt{g^2 - 1}$

cînd

$$\frac{I_1}{I_{1MM}} = \frac{I_2}{I_{2MM}} = 1. \tag{4}$$

La ciclotron cele două circuite sînt aproape identice, aşa că $I_{1MM} \cong I_{2MM}$.

Dezacordului $x_{M1} = -\sqrt{g^2 - 1}$ îi corespunde frecvenţa :

$$f_1 = 2\pi\,[L\,(C_1 + 2\,C_0)]^{-1/2}, \tag{5}$$

iar la $x_{M2} = +\sqrt{g^2 - 1}$ corespunde :

$$f_2 = 2\pi\,(LC_1)^{-1/2}. \tag{6}$$

În schema echivalentă frecvenţa f_1 corespunde modului de oscilaţie pentru care punctele a şi b sînt în antifază, iar frecvenţa f_2 modului în care a şi b sînt în fază. Se observă că numai la frecvenţa f_1 se obţine tensiunea maximă între duanţi, aşa că se va examina comportarea circuitului în jurul acestei frecvenţe.

Notînd :

$$\Delta x = x - x_M \cong 2Q\,\frac{f - f_1}{f_1} \tag{7}$$

relaţiile (1) şi (2) devin, pentru $g \gg 1$:

$$\frac{I}{I_{MM}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Delta x^2}}. \tag{8}$$

Se observă că în jurul maximelor curba de rezonanţă corespunde ca formă cu aceea a unui circuit simplu. Simetria celor două ramuri ale curbei este confirmată de faptul că pentru $x = 0$ curentul este aproape nul (expresiile (3).

Fazele tensiunilor în punctele a şi b sînt date de :

$$\varphi_a = \operatorname{arc\,tg} x - \operatorname{arc\,tg}\frac{2x}{1 - x^2 + g^2} - \frac{\pi}{2}, \tag{9}$$

$$\varphi_b = -\operatorname{arc\,tg}\frac{2x}{1 - x^2 + g^2} \tag{10}$$

sau folosind notaţia (7) se obţine în jurul lui x_M :

$$\varphi_a = -\operatorname{arc\,tg}\frac{2\,(\Delta x - g)}{1 - \Delta x^2 + 2g\,\Delta x} - \pi, \tag{11}$$

$$\varphi_b = -\operatorname{arc\,tg}\frac{2\,(\Delta x - g)}{1 - \Delta x^2 + 2g\Delta x}. \tag{12}$$

Pentru $\Delta x \ll 1$ se mai poate scrie :

$$\varphi_a = -\pi - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\Delta x}, \tag{11'}$$

$$\varphi_b = -\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\Delta x}. \tag{12'}$$

În figura 3 sînt reprezentate curbele de variaţie ale amplitudinii şi fazei pentru $Q = 2\,000$.

Factorii destabilizanţi ai acordului

Modificarea uneia din valorile L, C sau C_0 duce la deplasarea curbei de rezonanţă, deci la scăderea tensiunii, ceea ce afectează puternic asupra intensităţii fasciculului. Măsurările efectuate la ciclotronul IFA au arătat că o scădere cu 1% a tensiunii faţă de valoarea de acord duce la o scădere a intensităţii fasciculului extras, cu 15%, ceea ce este inadmisibil pentru efectuarea în bune condiţii a lucrărilor experimentale.

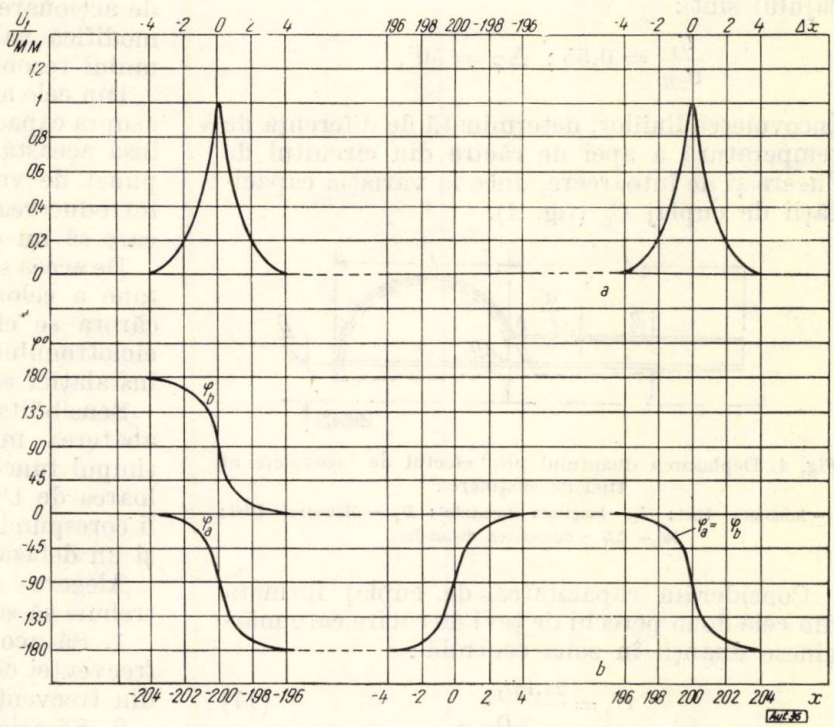


Fig. 3. Curbele de rezonanţă ale circuitului rezonant al ciclotronului : a – tensiunea ; b – faza în funcţie de dezacordul relativ.

În timpul funcţionării, modificările parametrilor circuitului oscilant sînt determinate de variaţiile de temperatură, care determină modificarea lungimilor liniilor coaxiale sau încovoierea acestora.

Alungirea liniilor se manifestă prin modificarea inductanţei circuitului şi prin urmare a frecvenţei de acord.

Notînd:

$$x_L = \frac{X_L}{Z_0} = \operatorname{tg} \frac{\omega l}{c} \tag{13}$$

şi, la rezonanţă:

$$x_C = \frac{X_C}{Z_0} = x_L \tag{14}$$

se obţine:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = -K(\omega)\frac{\Delta l}{l}, \tag{15}$$

în care:

$$K(\omega) = \frac{\frac{\omega l}{c}(1 + x_L^2)}{x_L + \frac{\omega l}{c}(1 + x_L^2)}. \tag{16}$$

Ţinînd seamă şi de condiţia (14) valoarea lui K poate fi calculată pentru întreaga gamă de frecvenţe de acord ale ciclotronului.

Pentru frecvenţa mijlocie de 10 MHz, $\frac{\Delta\omega}{\omega} = -0{,}558\frac{\Delta l}{l}$, alungirea liniei cu suporţi din aluminiu este: $\frac{\Delta l}{l} = 2{,}4 \cdot 10^{-5}\,(°C)^{-1}$ care dă respectiv: $\frac{\Delta\omega}{\omega} = -1{,}35 \cdot 10^{-5}\,(°C)^{-1}$ şi la $Q = 2500$: $\Delta x = 6{,}75 \cdot 10^{-2}\,(°C)^{-1}$.

Pentru $\Delta t = 20°C$ scăderea tensiunii şi defazajului sînt:

$$\frac{U_1}{U_{1M}} = 0{,}55; \quad \Delta\varphi = 50°.$$

Încovoierea liniilor, determinată de diferenţa de temperatură a apei de răcire din circuitul de ducere şi de întoarcere, duce la variaţia capacităţii de cuplaj C_0 (fig. 4).

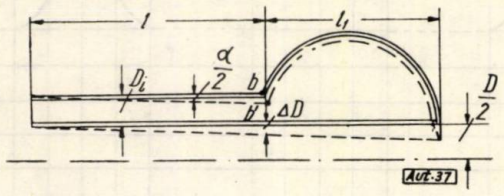


Fig. 4. Deplasarea duantului prin efectul de încovoiere al tijei de susţinere:
l – lungimea tijei; l_1 – lungimea duantului; D_i – diametrul tijei; $bb' = \Delta D$ – deplasarea duantului.

Considerăm capacitatea de cuplaj formată din cele două perechi de ţevi de răcire care mărginesc duanţii în zona centrală:

$$C_0 = \frac{24{,}16\, l_1}{\ln \frac{2D}{d}}. \tag{17}$$

Variaţia dată de apropierea duanţilor prin încovoierea lor este:

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} = \frac{2}{\ln \frac{2D}{d}} \cdot \frac{\Delta D}{D}, \tag{18}$$

în care:

$$\Delta D \cong l\frac{\alpha}{2}; \tag{19}$$

unghiul de încovoiere α este, pentru aluminiu, de $0{,}02 \frac{\text{grade arc}}{°C}$ şi se obţine:

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} = 8{,}3 \cdot 10^{-3}\,(°C)^{-1}.$$

Deoarece:

$$\frac{\Delta k}{k} \cong \frac{\Delta C_0}{C_0} \tag{20}$$

şi

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta k}{1 + k} \cong -\frac{1}{2}\Delta k \tag{21}$$

rezultă:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = -\frac{k}{2} \cdot \frac{\Delta C_0}{C_0} \tag{22}$$

în cazul ciclotronului $k = 4 \cdot 10^{-2}$, deci $\frac{\Delta\omega}{\omega} = -1{,}66 \cdot 10^{-4}\,(°C)^{-1}$.

Aşadar, influenţa încovoierii este mult mai pronunţată decît cea a alungirii.

Schema electrică a lanţului de reglaj

În schema de reglaj adoptată, indicatorul de eroare este un detector de fază, iar elementul de acţionare este un condensator adiţional care modifică valoarea uneia din capacităţile sistemului rezonant [3].

Din cele arătate reiese că o comandă aplicată asupra capacităţii dintre duanţi ar fi mai eficace, însă această soluţie este dificil de realizat din punct de vedere constructiv deoarece necesită introducerea unei piese metalice între duanţi care să nu obtureze fasciculul.

De aceea s-a adoptat soluţia comandării simultane a celor doi trimeri existenţi cu ajutorul cărora se efectuează, în construcţia iniţială a ciclotronului, acordul manual. Schema-bloc a instalaţiei este arătată în figura 5.

Sensibilitatea sistemului este determinată de abaterea maximă de tensiune admisibilă în timpul funcţionării, care a fost stabilită la valoarea de 1% din tensiunea nominală. Acesteia îi corespund un dezacord relativ $\Delta x_{max} = 0{,}12$ şi un defazaj de $\Delta\varphi = 7°$.

Alegerea domeniului de reglaj prin trimeri trebuie să satisfacă următoarele condiţii:

1. Să acopere domeniul de variaţie totală a frecvenţei circuitului oscilant de circa $\pm 0{,}11\%$ din frecvenţa de lucru.

2. Să asigure stabilitatea sistemului de autoreglare ţinînd seamă că instalaţia cuprinde şi

elemente inerţiale (motorul de comandă a trimerilor) şi deci trebuie luată în considerare o deplasare suplimentară, de circa 0,25 mm, a trimerului după încetarea comenzii.

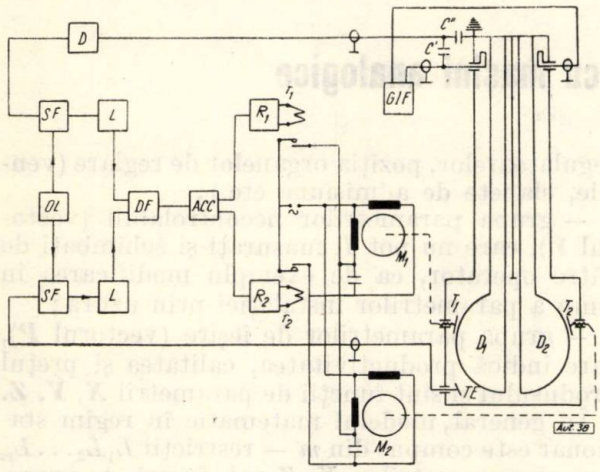


Fig. 5. Schema bloc a sistemului de reglaj automat:
D_1, D_2 – duanţi; *GIF* – generatorul de înaltă frecvenţă; C', C'' – divizorul capacitiv al tensiunii de referinţă; *TE* – traductor de eroare; T_1, T_2 – trimeri; M_1, M_2 – servomotoare de acţionare; R_1, R_2 – relee electronice; r_1, r_2 – relee electromagnetice; *ACC* – amplificator de curent continuu; *DF* – detector de fază; *L* – limitator; *SF* – schimbător de frecvenţă; *OL* – oscilator local; *D* – defazor reglabil.

Domeniul de reglaj maxim prin deplasarea trimerilor între poziţiile extreme este de 2% din frecvenţa de lucru. Pentru a asigura stabilitatea în funcţionare este necesar ca abaterea de frecvenţă datorită deplasării suplimentare a trimerilor ($\Delta h = 0{,}25$ mm) să fie mai mică decît cea corespunzătoare abaterii maxime admisibile de tensiune. Considerînd valorile numerice amintite ($\Delta x_{max} = 0{,}12$, $Q = 2\,500$) se obţine valoarea maximă a pantei elementului de reglaj:

$$\frac{\Delta f}{f\,\Delta h} \leqslant \frac{2\,\Delta x_{max}}{0{,}25 \cdot 2Q} \cong 2 \cdot 10^{-4}/\text{mm cursă}.$$

Din caracteristica experimentală de reglaj a trimerilor se alege domeniul a cărui pantă maximă satisface această condiţie.

Semnalul care dă faza de referinţă este luat din punctul de alimentare al sistemului rezonant printr-un divizor de tensiune, iar semnalul de eroare, printr-un divizor capacitiv de la tensiunea duanţilor.

În calea unuia dintre aceste semnale este introdus un defazor variabil *D* care permite aducerea la zero.

Frecvenţa celor două semnale este adusă în afara domeniului de reglaj al acordului ciclotronului (7–16 MHz) printr-o mixare *SF* cu un oscilator local de mare stabilitate *OL*.

Cele două semnale avînd frecvenţa intermediară de 3 MHz sînt aplicate prin intermediul unor limitatori *L* detectorului de fază *DF* şi prin amplificatorul de curent continuu *ACC* la releele electronice R_1 şi R_2 a căror acţionare provoacă rotirea servomotoarelor într-un sens sau altul.

Rezultate experimentale şi concluzii

Schema a fost experimentată atît pe un model care simula ciclotronul, cît şi în funcţionarea pe ciclotron.

S-a verificat pe model sensibilitatea sistemului atît prin variaţia capacităţii circuitului, cît şi prin variaţia frecvenţei aplicate. În ultimul caz acţionarea are loc pentru variaţii ale frecvenţei de ± 20 kHz, ceea ce corespunde, la frecvenţa medie de lucru de 10 MHz, unei abateri relative de $2 \cdot 10^{-3}$. În cazul funcţionării pe ciclotron, unde factorul de calitate al circuitului oscilant este mult mai ridicat decît al modelului experimental folosit, nu se pot admite abateri mai mari ca $\frac{\Delta x_{max}}{4Q}$, ceea ce impune condiţia pentru stabilitatea frecvenţei oscilatorului local. Pentru $\Delta x_{max} = 0{,}12$ şi $Q = 2\,500$ rezultă $f/f_{osc} = 1{,}2 \cdot 10^{-5}$ comparabilă cu a oscilatorului pilot al ciclotronului.

Eroarea staţionară care s-a obţinut în funcţionare a fost de $\pm 4°$, ceea ce corespunde unei variaţii a tensiunii pe duanţi de 0,5%.

În timpul experimentării pe ciclotron, sistemul a acţionat de circa 10 ori în primele 30 minute de funcţionare de la pornire, fără să depăşească domeniul de reglaj al trimerilor, producînd de fiecare dată deplasări de 1–2% din cursa totală a acestora.

Deplasarea trimerilor pentru compensarea alunecării de frecvenţă a circuitului oscilant la ciclotron s-a executat sistematic în acelaşi sens (spre micşorarea capacităţii trimerilor), ceea ce dovedeşte că în perioada de stabilire a regimului termic se produce o scădere a frecvenţei, în conformitate cu prevederile teoretice.

Datorită caracteristicilor de reglaj diferite ale celor doi trimeri (din cauza capacităţilor şi vitezelor de deplasare diferite), în urma funcţionării sistemului de reglaj automat se produce o redistribuire a tensiunii între duanţi, necesitînd intervenţia manuală a operatorului. Acest neajuns poate fi evitat printr-o schemă de reglaj automat a raportului tensiunilor pe cei doi duanţi.

Sistemul descris este destinat să reducă domeniul de reglaj al dispozitivului de stabilizare a tensiunii pe duanţi, care funcţionează la ciclotron prin comanda nivelului de oscilaţie a sistemului rezonant. În felul acesta se completează ansamblul de stabilizare al tensiunii acceleratoare, care constă din bucla lentă descrisă în lucrare şi din bucla rapidă de stabilizare electronică existentă, ansamblu care realizează o stabilitate globală de ordinul 10^{-3}.

BIBLIOGRAFIE

[1] Teodorescu, I., Macovei, M. şi Păpureanu, S. *Stabilizarea unor parametri ai ciclotronului.* Conf. intern. în probl. ciclotr. Cracovia, 1961.

[2] Teodorescu, I. şi Valeriu, A. *Stabilizarea tensiunii acceleratoare la ciclotron.* În: Studii şi cercetări de fizică, vol. **10**, nr. 2, 1959.

[3] Antonov, A. V. *Avtopodstroika reaktivnih parametrov rezonansnoi sistemi ţiklotrona.* În: Priborî i tehnika eksperimenta, nr. 6, 1959.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Ing. C. NITU

Rezolvarea unei probleme de optimizare cu maşini analogice

Prin optimizare se înţelege totalitatea metodelor pentru determinarea celei mai rentabile soluţii tehnico-economice dintr-un număr mare de soluţii admisibile. Mulţimea de soluţii admisibile formează un domeniu (notăm cu D) delimitat de restricţiile asupra parametrilor sistemului supus optimizării, iar funcţia care caracterizează gradul de rentabilitate a acestor soluţii din punct de vedere tehnico-economic se numeşte funcţie de cîştig. Deci, algoritmul pentru rezolvarea problemei de optimizare constă în determinarea soluţiei din domeniul D pentru care funcţia de cîştig are valoare extremală.

Dintre problemele de optimizare vom analiza problema optimizării în regim staţionar (în restricţii şi în funcţia de cîştig nu intervine timpul „t" ca variabilă). Aceste probleme se întîlnesc în organizarea experienţelor de laborator sau industriale, în planificarea dintr-o ramură industrială sau între ramuri şi în conducerea optimă a unor procese industriale. Caracteristic pentru asemenea probleme este faptul că rezolvarea lor trebuie efectuată pentru mai multe variante ale condiţiilor iniţiale. De exemplu, un obiect industrial cu proces continuu (fig. 1) este caracterizat printr-un număr mare de parametri, care pot fi clasificaţi astfel [1]:

— grupa parametrilor de intrare (vectorul $\boldsymbol{X}$). Aceşti parametri pot fi măsuraţi, însă operatorul uman nu-i poate varia. În această grupă

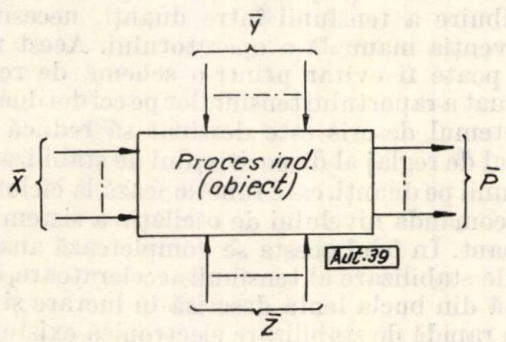


Fig. 1. Schema-bloc a unui proces industrial.

sînt, de exemplu, incluşi parametrii care caracterizează materia primă (compoziţia, umiditatea) sau produsele din procesele tehnologice precedente;

— grupa parametrilor variabili (vectorul $\boldsymbol{Z}$), care pot fi măsuraţi şi schimbaţi de către operator, ca de exemplu mărimile de referinţă ale regulatoarelor, poziţia organelor de reglare (ventile, clapete de admisiune etc.);

— grupa parametrilor necontrolabili (vectorul $\boldsymbol{Y}$), care nu pot fi măsuraţi şi schimbaţi de către operator, ca de exemplu modificarea în timp a parametrilor instalaţiei prin uzură;

— grupa parametrilor de ieşire (vectorul $\boldsymbol{P}$), care indică productivitatea, calitatea şi preţul produsului şi sînt funcţii de parametrii $\boldsymbol{X}$, $\boldsymbol{Y}$, $\boldsymbol{Z}$.

În general, modelul matematic în regim staţionar este compus din m — restricţii $L_1 L_2 \ldots L_m$ asupra parametrilor X, Z sub formă de inegalităţi

$$L_1 : \varphi_1(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{Z}) \leqslant 0;$$
$$\cdots\cdots\cdots$$
$$L_m : \varphi_m(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{Z}) \leqslant 0.$$

Restricţiile L_j exprimă, de exemplu, limitele asupra parametrilor procesului din punctul de vedere al tehnicii securităţii, al calităţii produsului şi al caracteristicilor instalaţiei existente ca: temperatura maximă, presiunea maximă. Funcţia de cîştig sau criteriul de performanţă este determinată de o funcţie Q ($\boldsymbol{X}$, $\boldsymbol{Z}$). Problema de optimizare constă în determinarea, pentru $\boldsymbol{X}$ =const., a vectorului $\boldsymbol{Z}$ pentru care funcţia Q ia valoarea extremală, iar restricţiile sînt respectate.

Variaţia cu timpul a parametrilor necontrolabili Y face ca modelul matematic să nu descrie, cu precizia dată, procesul supus optimizării. De aceea, pentru ca modelul matematic să descrie procesul cu precizia dată iniţial, este necesară schimbarea parametrilor lui, adică autoadaptarea modelului matematic.

Se va analiza metoda de rezolvare a problemei de optimizare în două cazuri:

1 — modelul matematic este alcătuit din funcţii liniare de parametrii $\boldsymbol{X}$, $\boldsymbol{Z}$;

2 — modelul matematic este alcătuit din funcţii neliniare de parametrii X, Z.

1) În acest caz, în general, există inegalităţile:

$$L_j\,(j = 1 \div m);\ \sum_{k+1}^{n} b_{jk} \cdot z_k + \sum_{k=n+1}^{n+l} d_{jk} \cdot x_k - b_{jo} \leqslant 0 \quad (1)$$

şi criteriul de performanţă:

$$Q = \sum_{k=1}^{n} c_k \cdot z_k + \sum_{k=n+1}^{n+l} c_k \cdot x_k . \quad (2)$$

Din sensul fizic al parametrilor z reiese condiţia ca aceştia să fie pozitivi, adică $z > 0$. Restric-

ţiile L_j generează în spaţiul parametrilor $\boldsymbol{Z}$ două domenii : D_1 — domeniul regimurilor admisibile $\boldsymbol{Z}_{adm}$ şi D_2 — domeniul regimurilor inadmisibile. Limitele acestor domenii se schimbă în funcţie de valoarea curentă a parametrilor de intrare $\boldsymbol{X}$. După cum se vede din figura 2 rezol-

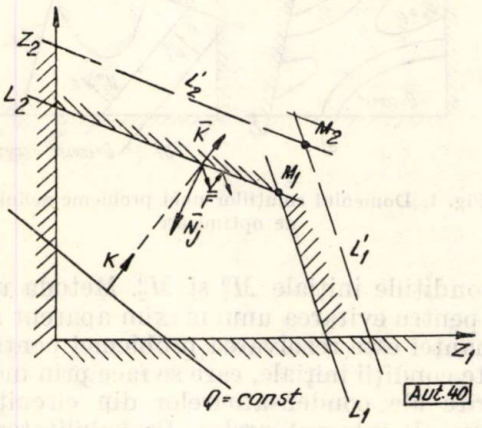


Fig. 2. Domeniul soluţiilor unei probleme liniare de optimizare.

varea problemei de optimizare constă în a găsi în domeniul soluţiilor admisibile un regim $\boldsymbol{Z}_{opt}$. Se vede că soluţia $\boldsymbol{Z}_{opt}$ este funcţie de parametrii de intrare şi deci rezolvarea trebuie repetată la schimbarea acestora.

Pentru rezolvarea acestei probleme vom aplica metoda gradientului [2], [3]. În domeniul D_1 vectorul $\boldsymbol{K}$ (gradientul criteriului de performanţă) indică direcţia creşterii maxime a acesteia :

$$\boldsymbol{K} = \nabla Q = \sum_{k=1}^{n} \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}z_k} \boldsymbol{i}_k = \sum_{k=1}^{n} c_k \cdot \boldsymbol{i}_k ,$$

unde i_k este vectorul unitar al sistemului de coordonate. Regimul tehnologic $z_1 \ldots z_n$ îl vom defini prin vectorul punctului M :

$$\boldsymbol{r} = \sum_{k=1}^{n} z_k \cdot \boldsymbol{i}_k .$$

Definim vectorul F prin :

$$\boldsymbol{F} = K_0 \boldsymbol{K} \pm K_n \sum_{j=1}^{m} \delta_j \cdot \boldsymbol{N}_j , \qquad (3)$$

unde N_j este gradientul restricţiei L_j :

$$\boldsymbol{N}_j = \sum_{k=1}^{n} \frac{\mathrm{d}\varphi_j}{\mathrm{d}z_k} \boldsymbol{i}_k = \sum_{k=1}^{n} \delta_{jk} \cdot \boldsymbol{i}_k ,$$

iar δ_j este o funcţie neliniară definită astfel :

$$\delta_j \begin{cases} 1 \text{ dacă } L_j > 0 \\ 0 \text{ dacă } L_j < 0. \end{cases}$$

Coeficienţii K_0 şi K_n se aleg astfel ca proiecţia vectorului $K_0\boldsymbol{K}$ pe direcţia normalei la restricţia L_j să fie mai mică decît vectorul $K_n \boldsymbol{N}_j$. Aceasta este necesar pentru ca vectorul rezultant $\boldsymbol{F}$ să fie îndreptat în interiorul domeniului admisibil. Semnul plus în (1) este luat pentru inegalităţi de tipul „>", iar minus pentru inegalităţi de tipul „<". Pentru rezolvarea problemei cu ajutorul unei maşini analogice vom crea un model în care viteza punctului de lucru M este egală cu :

$$\boldsymbol{V} = \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{r}}{\mathrm{d}t} = \gamma \boldsymbol{F}, \qquad (4)$$

unde $\gamma = \text{const}$.

Deci punctul M în interiorul domeniului D_1 se va deplasa de-a lungul gradientului funcţiei Q, iar în domeniul D_2 şi la graniţa acestuia de-a lungul vectorului $\boldsymbol{F}$. Din (4) rezultă valoarea componentei de ordinul k a vitezei punctului M.

$$\frac{\mathrm{d}z_k}{\mathrm{d}t} = \gamma \left(K_0 c_k \pm K_n \sum_{j=1}^{m} \delta_j \cdot b_{jk} \right). \qquad (5)$$

În figura 3 este reprezentată schema-bloc pentru rezolvarea acestei probleme.

a) Blocul 1 pentru modelarea restricţiei L_j. Se modelează relaţia (1) cu :

$$U_j = - R_j \left(- \frac{U_0}{R_{j0}} + \sum_{k=1}^{n} \frac{U_{zk}}{R_{jk}} + \sum_{k=n+1}^{n+l} \frac{U_{xk}}{R_{jk}} \right)$$

şi deci blocul 1 este alcătuit dintr-o matrice B ale cărei elemente sînt rezistente. Matricea B modelează matricea A formată din coeficienţii restricţiilor :

$$A \left\| \begin{matrix} b_{10} & b_{11} & \ldots & b_{1k} & \ldots & b_{1n} \\ b_{j0} & b_{j1} & \ldots & b_{jk} & \ldots & b_{jn} \\ b_{m0} & b_{m1} & \ldots & b_{mk} & \ldots & b_{mn} \end{matrix} \right\| ;$$

$$B \left\| \begin{matrix} R_{10} & R_{11} & \ldots & R_{1k} & \ldots & R_{1n} \\ R_{j0} & R_{j1} & \ldots & R_{jk} & \ldots & R_{jn} \\ R_{m0} & R_{m1} & \ldots & R_{mk} & \ldots & R_{mn} \end{matrix} \right\| .$$

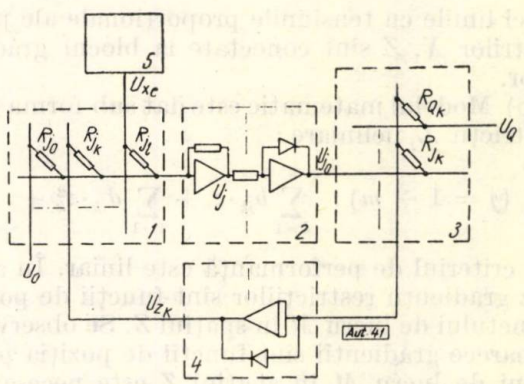


Fig. 3. Schema-bloc pentru rezolvarea unei probleme liniare de optimizare.

b) Blocul 2 pentru localizarea punctului M. Acesta serveşte pentru obţinerea funcţiei $\delta \cdot K_n \cdot N_j$. În cazul cînd $L_j < 0$ şi deci $U_j > 0$

este necesar să avem $U_{j0} = 0$, ceea ce se realizează cu ajutorul unei diode în circuitul de reacţie al amplificatorului. În mod analog pentru $L_j > 0$, $U_j < 0$ vom avea $U_{j0} = -K_j \cdot U_j$.

c) Blocul gradienţilor 3 şi blocul dinamic 4. Modelăm relaţia (5) cu :

$$\frac{dU_{zk}}{dt} = \frac{1}{C}\left(\frac{\beta U_a}{R_{Qk}} \pm \sum_{j=1}^{m} \frac{U_{j0}}{R_{jk}}\right).$$

Modelînd partea dreaptă a n funcţii de acest tip se obţine o matrice D din rezistenţe, care modelează matricea C a coeficienţilor gradienţilor.

$$E \left\| \begin{matrix} C_1 & C_2 & \dots & C_n \\ b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{m1} & b_{m2} & & b_{mn} \end{matrix} \right\| ; \quad D \left\| \begin{matrix} R_{Q1} & R_{Q2} & \dots & R_{Qn} \\ R_{11} & R_{12} & \dots & R_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{m1} & R_{m2} & \dots & R_{mn} \end{matrix} \right\| .$$

Deplasarea punctului M se obţine prin integrarea vitezei care se face cu n integratoare care alcătuiesc blocul 4.

d) Blocul de intrare 5. Acest bloc serveşte pentru introducerea şi memorizarea condiţiilor iniţiale sub formă de tensiuni continue U_{xk} şi care conform scării alese sînt proporţionale parametrilor X.

2) Cazul al doilea.

a) Modelul matematic al procesului este dat sub forma unor restricţii L_j liniare (1) faţă de parametrii X, Z, iar criteriul de performanţă este o funcţie neliniară :

$$Q = \sum_{k=1}^{n} c_k \cdot z_k + \sum_{j=1}^{l} e_j \cdot x_j + \sum_{k=1}^{n} f_k \cdot x_k \cdot z_k + \sum_{k=1}^{n} g_k \cdot z_k^2 .$$

În acest caz gradientul performanţei este o funcţie de poziţia punctului M în spaţiul Z în orice moment de timp. De exemplu componenta k a gradientului va fi :

$$\frac{dQ}{dz_k} = c_k + f_k \cdot x_k + 2\, g_k \cdot z_k + \dots$$

Deci liniile cu tensiunile proporţionale ale parametrilor X, Z sînt conectate la blocul gradienţilor.

b) Modelul matematic este dat sub forma unor restricţii L_j neliniare :

$$H_j\ (j = 1 \div m) : \sum_{k=1}^{n} b_{jk} \cdot z_k + \sum_{k=1}^{n} d_{jk} \cdot z_k^2 + \dots ,$$

iar criteriul de performanţă este liniar. În acest caz gradienţii restricţiilor sînt funcţii de poziţia punctului de lucru M în spaţiul Z. Se observă că deoarece gradienţii sînt funcţii de poziţia punctului de lucru M în spaţiul Z este necesar un comutator, care atunci cînd restricţia L_j este depăşită, să comute liniile cu tensiunile proporţionale parametrilor X, Z la blocul gradienţilor.

În cazul cînd Q este o funcţie neliniară de un grad mai mare decît doi şi restricţiile sînt liniare, problema admite mai multe maxime (fig. 4a). De asemenea, problema admite mai multe maxime cînd restricţiile sînt funcţii neliniare (fig. 4b). Se vede că soluţiile M_1 şi M_2 se obţin în funcţie

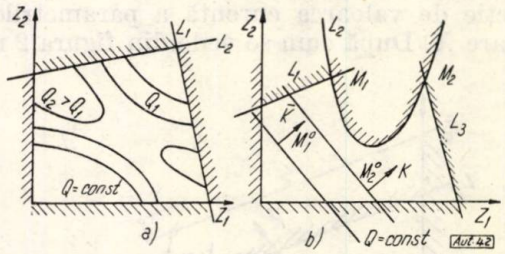


Fig. 4. Domeniul soluţiilor unei probleme neliniare de optimizare.

de condiţiile iniţiale M_1^0 şi M_2^0. Metoda universală pentru evitarea unui maxim aparent al performanţei este rezolvarea problemei pentru mai multe condiţii iniţiale, care se face prin încărcări diferite ale condensatoarelor din circuitele de reacţie ale integratoarelor. Probabilitatea obţinerii valorii maxime absolute a criteriului de performanţă pentru problema dată creşte o dată cu numărul încercărilor.

Schema-bloc pentru rezolvarea unei probleme neliniare este aceeaşi ca în figura 3, cu deosebirea că blocurile 1, 3 sînt mai complicate, deoarece pot conţine scheme pentru modelarea unor funcţii neliniare, iar blocul 2 conţine în general şi m comutatoare, cu sau fără contacte, cu funcţiile arătate mai înainte.

Pentru reducerea numărului amplificatoarelor se introduce o metodă pe care o vom numi folosirea multiplă a amplificatoarelor. Astfel blocul 2 poate fi format din două amplificatoare care se comută consecutiv la ieşirile blocului 1, iar tensiunea de ieşire U_{j0} este memorizată cu ajutorul unor elemente simple de memorie (condensatoare).

Aceeaşi metodă de folosire multiplă a unor elemente din schemă se poate aplica şi la blocul 1. Această metodă de folosire multiplă a amplificatoarelor duce la o creştere infimă a timpului de rezolvare, în timp ce precizia rămîne practic constantă. Frecvenţa de comutare se determină în funcţie de numărul restricţiilor şi de caracteristicile elementelor de memorie.

Un calculator analogic pe care este modelată o problemă de optimizare după schema-bloc prezentată reprezintă un optimizator care găseşte regimul optim nu prin explorare, ci pe baza cunoaşterii modelului matematic. Această problemă poate fi rezolvată şi pe un calculator numeric. Pentru a arăta limitele de folosire a calculatoarelor analogice şi numerice în rezolvarea problemelor de optimizare se dau principalele lor caracteristici.

O maşină numerică este universală din punctul de vedere al posibilităţilor de calcul, iar rezolvarea unei probleme noi cere numai schimbarea programului. Ea poate calcula cu o precizie mare

(ajungînd pînă la 40 biţi), însă timpul de rezolcare creşte o dată cu complexitatea problemei.

O maşină analogică nu este universală, ea fiind mai bine adaptată pentru anumite probleme, iar rezolvarea unei probleme noi cere schimbarea întregii scheme. Soluţia problemei poate avea 2—4 ranguri zecimale însă, deoarece modelul matematic nu descrie cu o precizie mare procesul, precizia rezolvării unei probleme de optimizare pe calculatoarele analogice este satisfăcătoare. O dată cu creşterea numărului parametrilor şi cu complicarea problemei, volumul schemei creşte (deci şi preţul), iar precizia scade. Aşa dar, cunoscînd numărul parametrilor şi gradul de complexitate a problemei se alege rezolvarea pe maşini analogice atunci cînd preţul modelului este mai mic decît al calculatoarelor numerice, iar precizia soluţiei este mai mare decît precizia modelului matematic.

BIBLIOGRAFIE

[1] Borodiuk, V. P. şi Krug, G. K. *Otiskanie uravnenii sviazei v slojnîh obiektah.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 11, 1961.

[2] Ionescu, T. *Optimalizare prin calculatoare analogice.* În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1961.

[3] Pyne, I. B. *Linear programming on an analog computer.* În : Trans. AIEE, part I, mai 1956.

Ing. C. NEGOIŢĂ

Tendinţe în utilizarea calculatorului numeric la stabilirea diagnosticului

Studiul psihologic al diagnosticului arată că acesta este rezultatul unei serii de comparaţii între ceea ce ştie medicul despre medicină şi ceea ce ştie despre bolnavul său.

Afirmarea unui diagnostic presupune că medicul a considerat toate ipotezele şi că le-a înlăturat pe toate în afara uneia.

Această muncă este din ce în ce mai dificilă în prezent, cînd volumul de cunoştinţe asupra patologiei a crescut mult faţă de posibilităţile de memorizare ale unui individ. Erorile de diagnostic sînt de obicei erori datorită omisiunii.

Problema se poate rezolva cu ajutorul calculatoarelor cu memorie mare, care pot fi programate ca să furnizeze un diagnostic diferenţial.

Pentru ca problema stabilirii diagnosticului să poată fi pusă unui calculator numeric, trebuie rezolvată mai întîi prima şi cea mai importantă etapă — analiza problemei — adică fundamentarea matematică, logică a diagnosticului, care este specifică pentru acest caz.

Celelalte etape care au căpătat rezolvări prin metode mai mult sau mai puţin tipizate se aplică, evident, şi în cazul utilizării unui calculator pentru stabilirea diagnosticului.

O listă de calcul al posibilităţilor de diagnostic pentru un pacient se poate face considerînd un complex de simptome în legătură cu un complex de maladii şi utilizînd logica matematică [1], [2], [3], [4], [5].

Un complex de simptome sau un complex de maladii este o listă a simptomelor, respectiv a maladiilor pe care un pacient le are sau nu le are.

În acest caz, prin simptom se înţeleg toate datele care se referă la un pacient de la istoric la examen fizic, examen de laborator şi probe speciale.

Un complex simptom maladie — prescurtat c.s.m. — este de asemenea o listă a simptomelor şi a maladiilor, luate împreună, pe care pacientul le poate sau nu le poate avea.

Dacă se consideră n maladii $M(1),\ldots M(n)$ şi m simptome $S(1),\ldots S(m)$, cunoştinţele medicale apar ca o funcţie booleană :

$$E[M(1),\ldots M(n), S(1),\ldots S(m)],$$

care leagă cele m simptome de cele n maladii.

Complexul de simptome este tot o funcţie booleană $P[S(1),\ldots S(m)]$.

Diagnosticul se poate obţine găsind o funcţie $f[M(1),\ldots M(n)]$, astfel încît să fie satisfăcută ecuaţia booleană :

$$E \rightarrow (P \rightarrow f),$$

unde : semnul $\rightarrow$ înseamnă implicaţie.

Dacă se consideră p simptome şi q maladii, atunci există 2^{p+q} c.s.m. imaginabile.

De exemplu, dacă $p = 2$ şi $q = 2$, adică există numai două simptome $S(1)$ şi $S(2)$ şi numai două maladii $M(1)$ şi $M(2)$, apar $2^4 = 16$ c.s.m. imaginabile :

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$S(1)$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$S(2)$	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
$M(1)$	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
$M(2)$	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0

Este evident că nu toate aceste c.s.m. sînt posibile. Cunoştinţele medicale elimină anumite c.s.m. care, de fapt, nu există şi rezultatul diagnosticului calculat este o listă de complexe de maladii pe care pacientul le-ar putea avea în legătură cu simptomele constatate şi cu cunoştinţele medicale existente.

De exemplu, să presupunem că în acest caz particular ştim că pacientul dacă nu are nici $M(1)$ şi nici $M(2)$ nu are nici $S(1)$ şi nici $S(2)$ şi invers. O astfel de situaţie se poate simboliza în felul următor :

$$\overline{M(1)} \wedge \overline{M(2)} = \overline{S(1)} \wedge \overline{S(2)},$$

unde bara înseamnă „nu" şi $\wedge$ înseamnă „şi".

Cu această afirmaţie se elimină coloanele 4, 8, 12, 13, 14, 15.

Dacă se presupune încă o condiţie : $M(2) \rightarrow S(1)$, ceea ce înseamnă că dacă pacientul are maladia $M(2)$, atunci are şi simptomul $S(1)$, deci dispar şi coloanele 9, 11.

În felul acesta rămîn numai următoarele c.s.m. posibile :

$S(1)$	1	1	1	1	1	1	0	0
$S(2)$	1	1	1	0	0	0	1	0
$M(1)$	1	1	0	1	1	0	1	0
$M(2)$	1	0	1	1	0	1	0	0

Cu aceste c.s.m. posibile se poate pune un diagnostic. De exemplu dacă pacientul prezintă $\overline{S(1)} \wedge S(2)$, atunci diagnosticul este $M(1) \wedge \overline{M(2)}$, adică pacientul are maladia $M(1)$ şi nu are maladia $M(2)$, deoarece a rămas numai coloana 10.

Dacă pacientul prezintă $S(1) \wedge \overline{S(2)}$, atunci rămîn coloanele 5, 6, 7, pacientul putînd avea $M(1)$ cu $M(2)$, $M(1)$ fără

$M(2)$ sau $M(2)$ fără $M(1)$. Aceasta înseamnă că simptomele considerate sînt insuficiente pentru a se distinge $M(1)$ de $M(2)$.

Pe de altă parte considerăm că nu se pot face toate probele ca să se determine apoi diagnosticul.

În acest caz se foloseşte o metodă iterativă, adică o metodă a etapelor. Se colectează informaţia, se determină cît de precis poate fi făcut un diagnostic din această informaţie, se determină ce probe ulterioare ar trebui făcute etc., pînă cînd se realizează un diagnostic satisfăcător.

Se poate arăta că alegerea numărului minim de probe la orice etapă este strîns legată de problema simplificării funcţiilor booleene [6].

În situaţiile reale, cînd numărul de coloane este foarte mare, practic, numai un calculator electronic poate rezolva problema.

Programarea problemei stabilirii diagnosticului

Diagnosticul contemporan se întemeiază pe o anumită prelucrare logică a unei informaţii vaste şi variate referitoare la starea bolnavului: date de anamneză, cunoştinţe despre ereditatea lui, rezultate ale examenului şi ale cercetării prin metode fizice, o serie de cercetări de laborator-biochimice, bacteriologice şi imunologice-curbe înregistrate la aparate electronice caracterizînd activitatea mai multor organe etc.

Schema logică fundamentală a diagnosticului constă în a stabili, pe baza experienţei precedente a ştiinţei şi a observaţiilor personale ale medicului, ansamblul de simptome caracterizînd o anumită formă nosologică. Această schemă logică poate fi materializată într-un program pentru un calculator în a cărui memorie se introduc simptomele prezentînd importanţă pentru diagnostic. Un astfel de calculator poate fi universal sau adaptat special pentru rezolvarea unor probleme dintr-un capitol particular al medicinii.

Analiza logică a stabilit rezolubilitatea problemei stabilirii diagnosticului.

Calculatorul poate fi construit numai după ce a fost elaborat algoritmul şi schema logică a procesului de diagnostic. Pentru alcătuirea unui program trebuie aleasă metoda de rezolvare a problemei.

La baza stabilirii diagnosticului stă următoarea concluzie logică: dacă la un pacient este prezent complexul s_j de simptome $(S_1, S_2 \ldots S_j)$, atunci pacientul are complexul de maladii m_i. Astfel exprimarea logică a existenţei maladiei M_i va fi de exemplu:

$S_1 \wedge S_2 \wedge S_3 \wedge (S_4 \vee S_5) \wedge \overline{S}_6 \rightarrow M_i$, ceea ce înseamnă: dacă există S_1 şi S_2 şi S_3 şi S_4 sau S_5 şi nu există S_6, atunci există maladia M_i.

Ca să se poată trage această concluzie logică, în memoria calculatorului se introduc un număr de complexe simptom-maladie şi un număr de simptome observate la pacientul la care trebuie dat un diagnostic. Simptomele observate la pacient sînt comparate cu simptomele memorate de maşină, făcînd înmulţirea logică a fiecărei coloane din c.s.m. memorat cu coloana simptomelor observate la pacient [7].

Se caută în felul acesta coloana c.s.m. cu numărul maxim de simptome rezultate S'.

Este posibil ca coloana cu numărul maxim de simptome rezultate S' să nu fie întotdeauna cel mai apropiat diagnostic, deoarece importanţa unui simptom S nu este aceeaşi în toate c.s.m.

Este foarte posibil ca coloana cu numărul minim de simptome să aibă o valoare mai mare decît coloana care a dat numărul maxim.

În această situaţie diagnosticul se determină ţinînd seamă de valoarea maximă a sumei valorilor simptomelor, adică se caută:

$$P_{max} = \sum^{\nu} S' \cdot p,$$

unde p este valoarea unui simptom şi ν este numărul de simptome cu importanţă mare pentru boala respectivă.

Procesul de calcul cu care se rezolvă problema de către calculator, adică algoritmul de prelucrare a informaţiei care trebuie să fie realizat de calculator, este format dintr-o serie de etape mai mult sau mai puţin asemănătoare, care se succed după o anumită lege, fiecare etapă realizînd o anumită prelucrare a informaţiei şi fiind realizată cu ajutorul unui operator.

În memoria calculatorului, ca informaţie iniţială se introduc următoarele complexe cu valorile simptomelor lor:

— complexele simptom-maladie M_k $(k = 1, 2, \ldots n)$;

— complexul M'_k $(k = 1, 2, \ldots n)$ cu simptomele cele mai importante care au cea mai mare valoare în complexul M_k;

— complexul V al simptomelor verificate la bolnav;

— complexul V' al simptomelor neverificate.

Algoritmul programului poate fi următorul [8]:

1. Se notează complexul simptomelor caracteristice bolii şi verificate la bolnav, $R_k = M_k \wedge V$.

2. Pentru toate diagnosticele se notează complexul simptomelor care au o importanţă mare pentru maladia respectivă şi au fost stabilite la bolnavul respectiv, $R'_k = M'_k \wedge V$.

3. Se notează complexul T_k al tuturor simptomelor care intră în M_k (sînt caracteristice pentru maladii) şi nu intră în V (nu au fost stabilite la bolnav), $T_k = M_k \wedge \overline{V}$.

4. Se notează complexul T'_k al simptomelor principale care intră în M'_k însă nu intră în V, $T_k = M'_k \wedge \overline{V}$.

5. Pentru toate diagnosticele se notează complexul U'_k al simptomelor care au o importanţă mare pentru maladia respectivă şi nu au fost stabilite la bolnav, $U'_k = M'_k \wedge V'$.

6. Se notează complexul R''_k al simptomelor care au fost stabilite la bolnav, dar nu sînt caracteristice pentru maladia respectivă, $R''_k = \overline{M_k} \wedge V$.

7. Se notează complexul r_k al simptomelor din alte coloane caracteristice pentru pacient şi maladia respectivă, $r_k = R_k \wedge \overline{R'_k}$.

8. Se notează complexul U_k pentru simptomele neverificate din alte coloane, $U_k = (\overline{U'_k} \wedge V') \wedge M_k$.

9. Se determină numărul de simptome ν', ν, μ', μ, respectiv al R', r, U', U.

10. Se determină valoarea simptomelor principale verificate $p'_k \cdot \nu'_k$, valoarea simptomelor verificate din alte coloane $p_k \cdot \nu_k$, valoarea simptomelor neverificate importante $p'_k \cdot \mu'_k$ şi valoarea simptomelor neverificate din alte coloane $p_k \cdot \mu_k$.

11. Se găseşte valoarea fiecărei boli prin însumarea valorilor determinate la punctul 10, pentru simptomele neverificate considerînd jumătatea valorii, deoarece aceste simptome pot intra sau pot lipsi cu aceeaşi probabilitate din complexul simptomelor stabilite la bolnav,

$$P_k = p'_k \cdot \nu'_k + p_k \cdot \nu_k + \tfrac{1}{2}(p'_k \cdot \mu'_k + p_k \cdot \mu_k).$$

12. Din valorile P_k găsite se aleg cinci valori maxime. Diagnosticul care corespunde acestor valori posibile va fi cel mai probabil pentru stabilirea maladiei la bolnavul respectiv.

Pentru a se trece la schema de program, schema de calcul trebuie completată cu operatori de comandă care vor pregăti starea memoriei calculatorului pentru efectuarea operatorilor de calcul care urmează, şi cu condiţii logice, a căror verificare va asigura succesiunea cerută a operatorilor de calcul.

Schema logică a programului după Leapunov [9], [10] are forma:

$$[0 \rightarrow \sigma]\ [1 \rightarrow k] \downarrow^{6} A_k B_k P((\omega) > (\sigma_1)) \uparrow^{1} P((\omega) > (\sigma_2)) \uparrow^{2} [(\sigma_2) \rightarrow \sigma_1]$$

$$[(\tau_2) \rightarrow \tau_1]\ P((\omega) > (\sigma_3)) \uparrow^{3} [(\sigma_3) \rightarrow \sigma_2][(\tau_3) \rightarrow \tau_2]\ P((\omega) > (\sigma_4)) \uparrow^{4} [(\sigma_4) \rightarrow \sigma_3]\ [(\tau_4) \rightarrow \tau_3]\ P((\omega) > (\sigma_5)) \uparrow^{5} [(\sigma_5) \rightarrow \sigma_4][(\tau_5) \rightarrow \tau_4]$$

$$[(\omega) \rightarrow \sigma_5]\ [(\varepsilon) \rightarrow \tau_5] \uparrow^{1} \downarrow^{2} [(\omega) \rightarrow \sigma_1]\ [(\varepsilon) \rightarrow \tau_1] \uparrow^{1} \downarrow^{3} [(\omega) \rightarrow \sigma_2][(\varepsilon) \rightarrow \tau_2] \uparrow^{1}$$

$$\uparrow^{4} [(\omega) \rightarrow \sigma_3]\ [(\varepsilon) \rightarrow \tau_3] \uparrow^{1} \downarrow^{5} [(\omega) \rightarrow \sigma_4]\ [(\varepsilon) \rightarrow \tau_4] \downarrow^{1} F(k)$$

$$P(k \geqslant n) \uparrow^{6} OPR$$

Această schemă logică reprezintă produsul operatorilor de calcul, al operatorilor de comandă şi al condiţiilor logice, prin produs înţelegîndu-se efectuarea succesivă într-o anumită ordine, operatorul aplicîndu-se informaţiei la dreapta.

Dacă în calculator sînt introduşi operatorii condiţiei logice şi datele iniţiale, atunci începe o transformare automată a stării memoriei maşinii, care duce la rezolvarea problemei propuse.

În acest caz, în momentul funcţionării fiecărui operator, în parte, va fi asigurată acea stare a memoriei pe care o cere acest operator.

După fiecare condiţie logică figurează o săgeată care arată unde este trimisă această condiţie dacă ea nu este îndeplinită.

Funcţionarea algoritmului începe cu factorul din extremitatea stîngă. Dacă factorul care urmează este un operator, el este efectuat, şi după el urmează factorul situat la dreapta sa.

Dacă urmează o condiţie logică, atunci ea este verificată, şi dacă condiţia este îndeplinită urmează, de asemenea, factorul situat la dreapta ei. Dacă condiţia nu este îndeplinită, atunci urmează factorul indicat de săgeată, care vine de la condiţia dată.

Schema logică nu depinde, în general, de mijloacele tehnice cu ajutorul cărora se rezolvă problema. Predicatele sînt notate ca funcţii în care ca argument figurează condiţia de verificat.

De exemplu la :

$$P\left((\omega) > (\sigma_1)\right),$$

ω şi σ_1 sînt mărimi care trebuie să fie cunoscute în momentul verificării condiţiei. Dacă condiţia de verificat este îndeplinită, atunci predicatul corespunzător este egal cu 1 ; în cazul contrar el este egal cu zero. La începutul procesului se stabilesc cinci celule unde vor intra valorile maxime ale diagnosticelor probabile în procesul de stabilire, aceste valori fiind plasate în ordinea :

$$(\sigma_1) \leqslant (\sigma_2) \leqslant (\sigma_3) \leqslant (\sigma_4) \leqslant (\sigma_5),$$

$(0 \to \sigma)$ este un operator de transfer care arată că la începutul procesului în cele cinci celule este introdusă valoarea zero.

Un operator de transfer $(a \to b)$ transmite unele date numerice din celulele în care ele se păstrează permanent în celulele în care ele sînt utilizate în program. Prima literă indică ce se transferă, iar a doua literă, unde se transferă.

Valorile coeficientului variabil k se stabilesc egal cu unitatea $(1 \to k)$. După aceea, pentru această valoare k se fac operaţiile A_k şi B_k.

$$A_k \left\{ \begin{array}{l} 1.\ M_k \wedge V = R_k \\ 2.\ M'_k \wedge V = R'_k \\ 3.\ R_k \wedge \overline{R}'_k = r_k \\ 4.\ M'_k \wedge V' = U'_k \\ 5.\ M_k \wedge \overline{V} = T_k \\ 6.\ M'_k \wedge \overline{V} = T'_k \\ 7.\ (U'_k \wedge V') \wedge M_k = U_k \\ 8.\ (\overline{M}_k \wedge V) = R''_k \end{array} \right. \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \to \varepsilon \\ \end{array} \right.$$

Numerele T_k, T'_k, U_k şi R''_k se introduc în grupa celulelor.

$$B_k \left\{ \begin{array}{l} 1.\ \nu'_k \text{ — numărul simptomelor în } R'_k \\ 2.\ \nu_k \text{ — numărul simptomelor în } r_k \\ 3.\ \mu'_k \text{— numărul simptomelor în } U'_k \\ 4.\ \mu_k \text{ — numărul simptomelor în } U_k \\ 5.\ P_k = \nu'_k \cdot p_k + \nu_k \cdot p_k + \dfrac{1}{2}\left(\mu'_k \cdot p'_k + \mu_k \cdot p_k\right) \end{array} \right.$$

După aceea, valoarea calculată P_k se compară cu valorile amplasate în celule $\left[P\left(\omega\right) > \sigma\right]$.

La început P_k se compară cu valoarea minimă σ, apoi cu valoarea σ_1.

Dacă $(\omega) \leqslant (\sigma_1)$, atunci este necesară trecerea după săgeata $\uparrow^1$ la operatorul de readresare $F(k)$ şi apoi, în funcţie de valoarea k, se stabileşte sau viitorul ciclu (cînd $k < n$) pentru maladia următoare sau (dacă $k \leqslant n$) se trece la alt rezultat şi se închide programul (OPR).

Operatorul de readresare reprezintă un grup de instrucţiuni care modifică adresele în anumite instrucţiuni în program, în conformitate cu variaţia valorilor parametrilor de care depind operatorii programului.

Dacă $(\omega) > (\sigma_1)$, atunci valoarea P_k se compară cu valoarea care urmează σ_2 şi dacă $(\omega) \leqslant (\sigma_2)$, atunci P_k se introduce în celulă (trecerea după săgeata $\uparrow^2$).

Toate datele privind boala M_k (numărul k, T_k, T'_k, U_k şi R''_k) se introduc în grupul celulelor τ_1 şi apoi din nou se face trecerea după săgeata $\uparrow^1$ prin operatorul de readresare.

Dacă $(\omega) > (\sigma_2)$, în locul celulei σ_2 se transmite la celula σ_1 şi în locul grupei de celule τ_2 se transmite în grupa celulelor τ_1, comparînd valoarea P_k cu valoarea (σ_3). Dacă $(\omega) \geqslant (\sigma_3)$ valoarea P_k intră în celula σ_2 (trecerea după săgeata $\uparrow^3$).

Dacă $(\omega) > (\sigma_3)$ în locul celulei σ_3 se transmite celula σ_2, iar valoarea P_k se compară cu σ_4 etc.

Utilizarea metodei probabilităţilor condiţionate pentru stabilirea diagnosticului medical

Sînt cazuri cînd la un moment dat nu se mai pot face probe şi atunci problema se rezolvă considerînd complexul existent de simptome s_j şi probabilitatea ca pacientul să aibă un anumit complex de maladii m_i [11].

Presupunem existenţa unui grup de persoane, fiecare persoană făcînd parte dintr-o clasă M_i $(i = 1, 2, \ldots n)$, clasa reunind toate persoanele care au o anumită boală sau o grupă de boli.

Probabilitatea aparţinerii celor observaţi clasei M_i se numeşte probabilitatea absolută a bolii M_i şi se notează cu $P(M_i)$.

$$P(M_i) = \frac{\text{număr de pacienţi cu } M_i}{\text{număr total de pacienţi}}.$$

Totalitatea persoanelor considerate poate fi aceea a unui stat, a unei regiuni sau a unei clinici. În fiecare caz $P(M_i)$ va fi diferit.

Această valoare leagă de diagnostic influenţa factorilor geografici, sociali, epidemiologici etc., deoarece $P(M_i)$ variază în timp, ca urmare a modificărilor climatice, epidemiologice, sociale etc.

Fiecare maladie este definită de un complex de simptome s_j $(j = 1 \ldots n)$ şi fiecare din simptome se poate întîlni la un pacient dat cu probabilitatea $P(S_j)$ numită probabilitatea absolută a simptomului S_j.

Diagnosticul pune următoarea problemă : fiind dat simptomul S_j (sau complexul s_j), care este probabilitatea ca pacientul să aibă maladia M_i (sau complexul m_i). Această probabilitate se notează cu $P(M_i/S_j)$ şi se numeşte probabilitate condiţionată [12], simbolul din dreapta barei fiind condiţia şi simbolul din stînga barei fiind întîmplarea a cărei probabilitate condiţionată este dorită.

Conform formulei lui Bayes [13], probabilitatea existenţei maladiei M_i în cazul existenţei simptomului S_j este :

$$P(M_i/S_j) = P(M_i)\frac{P(S_j/M_i)}{P(S_j)} = P(M_i)\,k_i(S_j),$$

unde $k_i(S_j)$ este coeficientul importanţei simptomului S_j pentru diagnosticul M_i, putînd lua valori între 0 şi ∞. În cazul cînd $k_i(S_j)$ se apropie de 1, simptomul S_j, practic, nu mai influenţează asupra probabilităţii diagnosticului bolii.

Factorul $P(S_j/M_i)$ reprezintă probabilitatea de a avea un simptom cînd se cunoaşte că un pacient are o maladie, adică tocmai ceea ce se descrie în literatura medicală, cînd se consideră o anumită maladie. În literatură nu apar valori numerice pentru $P(S_j/M_i)$, însă se afirmă că, asociate unei anumite boli, simptomele sînt comune, frecvente, rare etc. Valorile numerice sînt date de statistici. Literatura medicală discută $P(S_j/M_i)$ mai degrabă decît $P(M_i/S_j)$, deoarece maladia dă naştere simptomelor.

Factorul $P(S_j/M_i)$ nu este influenţat de condiţii locale şi de timp.

Formula lui Bayes, care se foloseşte pentru evaluarea de probabilitate în procesul de diagnostic, se compune din două părţi : o parte care exprimă legăturile fiziologice din organism, a căror valoare este destul de staţionară, şi o parte care exprimă statistica clinicii respective, luînd în consideraţie condiţiile locale existente şi care trebuie corectată periodic, adică aceea care trebuie calculată printr-o metodă statistică.

În evaluarea probabilităţii condiţionate se poate folosi statistica din orice clinică, cu observaţia că în alegerea materialului statistic, datele statistice pentru $P(S_j/M_i)$, $P(M_i)$, $P(S_j)$ să fie culese corect în aceleaşi condiţii, în acelaşi timp şi în aceeaşi clinică.

Stabilirea coeficientului $k_i(S_j)$ de importanţă a simptomului S_j permite reducerea considerabilă a volumului calculelor care se concentrează astfel numai asupra simptomelor importante.

Cînd la un pacient sînt observate n simptome $S_1, S_2, \ldots S_n$ care nu sînt independente între ele, expresia probabilităţii condiţionate devine :

$$P(M_i/S_1, S_2 \ldots S_n) = P(M_i) \prod_{j=1}^{n} k_i(S_j).$$

Practic, un mare număr de simptome nu sînt independente între ele.

În cazul cînd la bolnav s-a observat existenţa simptomelor $(S_1, S_2, \ldots S_j)$, coeficientul de importanţă a existenţei simptomului S_{j+1} la stabilirea diagnosticului M_i este dat de relaţia :

$$q_1(S_{j+1}/S_1, S_2, \ldots S_j) = \frac{P(S_{j+1}/Mi, S_1, S_2, \ldots S_j)}{P(S_{j+1}/S_1, S_2, \ldots S_j)},$$

iar coeficientul de importanţă a lipsei simptomului S_{j+1} în cazul existenţei simptomelor $S_1, S_2, \ldots S_j$ pentru diagnosticul M_i are forma :

$$q_1'(S_{j+1}/S_1, S_2, \ldots S_j) = \frac{P(\overline{S_{j+1}}\, Mi, S_1, S_2, \ldots S_j)}{P(\overline{S_{j+1}}/S_1, S_2, \ldots S_j)}.$$

Presupunînd că simptomele $S_1, S_2, \ldots S_n$ pot fi împărţite în p grupe independente, probabilitatea diagnosticului M_i este dată de relaţia :

$$P(M_i/S_1, S_2, \ldots S_n) = P(M_i) \prod_{s=1}^{n} \frac{P(G_s/M_i)}{P(G_s)},$$

unde $G_s = \{S_t\}$ şi toate S_t vor intra în grupa s.

Dacă toate simptomele $S_1 \ldots S_n$ sînt dependente între ele, atunci :

$$P(M_i/S_1, S_2, \ldots S_n) = P(M_i) \prod_{j=1}^{n} q_1(S_j/S_1, S_2, \ldots S_{i-1}).$$

Cînd din analiza logică pentru un complex dat de simptome s rezultă un singur diagnostic m, atunci $P(m/s) = 1$ şi invers ; dacă rezultă un diagnostic posibil alternativ atunci se poate calcula probabilitatea cu care pacientul are această posibilitate.

Cînd asupra unui pacient dat se fac o serie de teste, fiecare rezultat al testei micşorează probabilitatea ca pacientul să aibă anumite complexe de maladii.

Analiza logică elimină din consideraţie acele diagnostice care au probabilitatea zero în raport cu complexul de simptome al pacientului, adică este zero probabilitatea ca pacientul să aibă un diagnostic care nu este dat de analiza logică.

Folosind probabilităţile condiţionate, diagnosticul se poate determina conform următorului algoritm.

1. Fiind dat un număr de maladii M_n statisticilor, se calculează $P(M_i)$, adică probabilitatea diagnosticului M_i la pacientul observat.

2. Se verifică existenţa de bolnav a unui complex de simptome $S_1, S_2, \ldots S_j$ şi se calculează probabilitatea apariţiei simptomului S_{j+1}.

3. Se calculează mărimea coeficienţilor de corelaţie între simptomele analizate ; simptomele se împart în grupe independente între ele şi se calculează coeficienţii de importanţă pentru aceste simptome şi pentru combinaţiile lor la fiecare din bolile observate.

4. Se exclud simptomele şi combinaţiile lor cu coeficienţi de importanţă apropiaţi de unu.

5. Se calculează probabilitatea existenţei bolii date, în cazul complexului de simptome dat.

Teoria valorii şi alegerea unui plan de tratament

În practica actuală, după toate testele, sînt cazuri cînd pot rămîne diagnostice alternative (care se exclud reciproc) şi nu poate fi posibilă determinarea diagnosticului celui mai probabil.

În aceste cazuri trebuie considerată valoarea tratamentelor asociate diagnosticului probabil [6], [11].

Admitem că după procesul de diagnostic s-a stabilit că bolnavul poate să aibă cîteva forme patologice $M_1 \ldots M_m$, respectiv probabilităţile $P_1 \ldots P_m$. În afară de aceasta există cîteva planuri terapeutice $T_1 \ldots T_k$. Planul terapeutic dat T_i, aplicat în diverse afecţiuni, va avea efect diferit. Însemnăm efectul aplicării planului T_j la maladia M_i prin W_{ji}. În felul acesta se obţine tabela :

	T_1	T_2	. . . . .	T_k
M_1	W_{11}	W_{21}	. . . . .	W_{k1}
M_2	W_{12}	W_{22}	. . . . .	W_{k2}
.	.	.		.
.	.	.		.
.	.	.		.
M_j	W_{1j}	W_{2j}	. . . . .	W_{kj}
.	.	.		.
.	.	.		.
.	.	.		.
M_m	W_{1m}	W_{2m}	. . . . .	$W_{k\,n}$

În cazul cînd în această tabelă există un plan T_i, adică o coloană cu toate elementele maximale în rîndul respectiv, deci un plan care este cel mai bun pentru toate afecţiunile, atunci trebuie ales tocmai acel plan. Dacă acest plan nu există, se poate alege un plan pentru care aşteptarea matematică a efectului va fi maximală.

Astfel, dacă presupunem un număr N de pacienţi, cu acelaşi diagnostic, avînd complexele de maladii $d_1 \ldots d_k$ cu probabilitatea $\frac{a_1}{b} \ldots \frac{a_k}{b}$ şi tratamentele $T_1 \ldots T_k$, eficace cu un anumit procent $X_1\% \ldots X_k\%$ pentru fiecare complex $d_1 \ldots d_k$, atunci aplicînd în mod independent fiecare tratament numărului total de pacienţi, se vor obţine $n_1 \ldots n_k$ pacienţi vindecaţi.

Din numărul total de pacienţi N numărul de pacienţi cu d_k este :

$$N_{dk} = \frac{a_k}{b} N.$$

Tratamentul T_k va vindeca un număr de pacienţi n_k :

$$n_k = \sum_k N d_k \cdot X_k.$$

Examinînd numerele $n_1 \ldots n_k$ obţinute, cel mai mare număr n_i va indica cel mai eficace tratament T_i. În felul acesta se selecţionează un tratament care permite obţinerea unui număr maxim de pacienţi vindecaţi.

Este evident că mărind numărul de pacienţi vindecaţi se măreşte probabilitatea ca un singur pacient să fie vindecat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ledley, R. S. şi Lusted, L. B. *The reasoning fondations of medical diagnosis.* În : Science, iul 1959, p. 130.

[2] Ledley, R. S. *Digital computational methods in symbolic logic with exemples in biochemistry.* În : Proc. Nat. Acad. Sci. U.S., nr. 7, iul 1955, p. 498.

[3] Ledley, R. S. *Letter to the Editor.* În : IRE Trans. on biomedical Electronics, ian 1962, p. 65.

[4] Ledley, R. S. şi Lusted, L. B. *The use of electronic computers to aid medical diagnosis.* În : PIRE, nov 1959, p. 1970.

[5] Lusted, L. B. *Application of computer in diagnosis.* În : Circulation Research, vol. XI, nr. 3, sept 1962, part. II.

[6] Ledley, R. S. şi Lusted, L. B. *Electronic computer aids to medical diagnosis.* În : Proceedings of the second International Conference on Medical Electronics, Paris, 1959, p. 415.

[7] Amosov, M. M. şi Skabara, K. O. *Rezolvarea problemei diagnosticului cu calculatorul electronic.* În : Avtomatica, nr. 1, 1961, p. 47.

[8] Skabara, E. A. şi Khozainova, S. P. *Programarea problemei stabilirii diagnosticului pentru calculatoare electronice.* În : Avtomatika, nr. 3, 1962, p. 54.

[9] Leapunov. *Despre problemele logicii de programare.* În : Problemî Kibernetikî, nr. 1, 1958.

[10] Kitov, A. I. şi Kvinţki, N. A. *Maşini electronice cifrice şi programare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

[11] Bikovski, Vişinevski şi Harnah. *Precizarea diagnosticului cu ajutorul maşinilor matematice.* În : Analele romîno-sovietice, seria medicină, nr. 1, 1962.

[12] Onicescu, O., Mihoc, G. şi Ionescu-Tulcea, C. T. *Calculul probabilităţilor.* Bucureşti, Ed. Academiei, 1956.

[13] Kulikov. *Utilizarea metodei probabilităţilor condiţionale pentru stabilirea diagnosticului medical.* În : Avtomatika, nr. 5, 1961, p. 13.

ACTUALITĂŢI

Întreţinerea aparaturii de măsură şi reglare în marile unităţi industriale

O dată cu dezvoltarea şi perfecţionarea măsurării şi reglării parametrilor industriali, problemele legate de întreţinerea aparaturii respective capătă o importanţă crescîndă. Pentru a obţine cele mai bune performanţe ale acestei aparaturi este necesară o bună organizare şi dotare a serviciilor care au răspunderea acestei întreţineri. Numeroase articole din revistele de specialitate se ocupă de aceste aspecte ale instalaţiilor moderne industriale şi pe această linie sînt de menţionat articolele publicate în ultimul timp de revista engleză „Instrument Practice" [1], [2], [3].

În principal, problemele examinate sînt următoarele :

— calificarea personalului care se ocupă de această întreţinere ;

— organizarea şi dotarea serviciilor de întreţinere.

În problema pregătirii inginerilor specialişti, se consideră necesar ca aceştia să capete în perioada studiilor (care durează aproximativ 4 ani) o accentuată formare practică cuprinzînd următoarele :

— practică într-o fabrică ce construieşte aparatură de măsură şi reglare ;

— asimilarea operaţiilor de reglare pentru variate tipuri de aparate ;

— practică în instalarea, exploatarea şi întreţinerea acestei aparaturi ;

— cunoaşterea problemelor legate de proiectarea sistemelor de reglare automată.

Treapta următoare o constituie tehnicienii specialişti. Ei trebuie să aibă cunoştinţe teoretice în domeniul fizicii, mecanicii şi electricităţii pe aceeaşi linie ca şi inginerii specialişti, bineînţeles la un nivel mai scăzut. În ceea ce priveşte formarea practică, ea trebuie să fie de aceeaşi amploare ca şi a inginerilor specialişti, cu excepţia problemelor legate de proiectarea instalaţiilor noi. În sfîrşit, despre mecanicii de întreţinere pentru această aparatură, experienţa a dus la concluzia că nivelul lor teoretic trebuie să fie cu mult mai ridicat decît în alt domeniu.

În afară de formarea în cadrul învăţămîntului profesional este necesară, în mod permanent, o susţinută activitate de ţinere a lor la curent cu aspecte noi sau descrieri scurte teoretice ale aparaturii care urmează a fi introdusă.

În ceea ce priveşte organizarea acestor servicii se preconizează, pentru o mare întreprindere de extracţie şi transport petrolier, schema din figura 1. Este de observat importanţa care se acordă acestor servicii, cum şi complexitatea funcţiilor care sînt asigurate.

Dotarea cu personal a secţiei de întreţinere (haşurată în figura 1) este stabilită prin trei metode şi se referă la o instalaţie industrială în care valoarea totală a aparaturii de măsură şi reglare a fost de 200 000 lire sterline, din care 50 000 lire

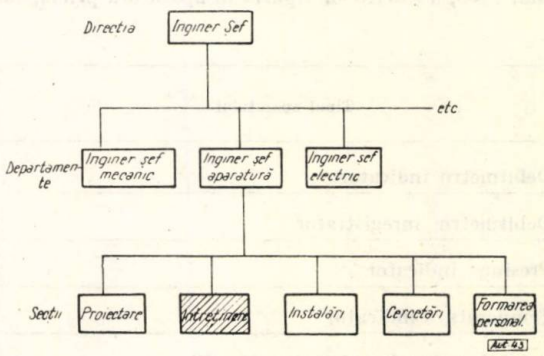


Fig. 1. Organizarea serviciilor de întreţinere într-o mare industrie.

sterline reprezintă aparatură de reglare, şi restul, aparatură de măsură. În total, instalaţia cuprindea 2 300 elemente diferite.

Pe baza recomandărilor făcute de asociaţia industriaşilor din domeniul chimiei rezultă un necesar de 10 mecanici.

O a doua metodă stabileşte numărul de mecanici pe baza valorii investiţiei şi anume, un mecanic pentru a supraveghea o aparatură valorînd 15 000 lire sterline, ajungîndu-se în acest fel la un necesar de 14 mecanici. În sfîrşit, o metodă sugerată de autorul articolelor, bazată pe o examinare foarte amănunţită a sarcinilor acestei întreţineri, stabileşte un necesar de 11 mecanici.

Se consideră de asemenea indicat să se prevadă un tehnician la 2—3 mecanici şi un inginer la 2 tehnicieni. În cazul studiat, o bună dotare cu cadre de specialitate a secţiei de întreţinere ar trebui să cuprindă : 2—3 ingineri ; 4—5 tehnicieni ; 11—14 mecanici. Trebuie observat că celelalte secţii

prevăzute în schema din figura 1 au o dotare proprie mult mai legată de specificul industriei considerate.

În afară de aceste cadre secţia trebuie să aibă un atelier bine dotat cu aparatură de verificare şi control adecvată.

Merită să fie citate in extenso cîteva din constatările făcute de autor :

— întreţinerea preventivă, făcută cu o planificare bine studiată şi bine executată, constituie cea mai bună asigurare contra deranjamentelor şi uzurii aparaturii ;

— pentru orice calibrare a aparaturii să se lucreze pe baza unor instrucţiuni scrise chiar şi pentru aparatele cele mai simple. Este în medie dăunător să se facă o asemenea operaţie bazîndu-ne pe memorie. Experienţa a arătat că operaţiile se fac mai repede dacă există şi se urmăresc instrucţiuni scrise ;

— pentru transportul aparaturii în cazul proceselor industriale care au loc pe suprafeţe întinse trebuie prevăzute posibilităţi de transport adecvate, cu spaţii pentru introdus aparate protejate contra trepidaţiilor. Trebuie avut în vedere că o calibrare a unui aparat delicat care a necesitat cîteva zile poate fi complet pierdută printr-un transport de cîteva minute pe un drum prost.

Este de reţinut, de asemenea, proporţia optimă de aparate de rezervă necesare. Pe baza experienţei, în numeroase cazuri, s-a ajuns la concluzia că o asemenea proporţie este : pentru cinci aparate în funcţiune, un aparat în depozit. În unele cazuri numărul în rezervă optim a reieşit chiar mai mare şi anume : pentru 45 aparate diverse în exploatare, 12 aparate în rezervă.

Deşi, în unele cazuri, concluziile autorului sînt specifice situaţiei din Anglia sau industriei petroliere unde s-au făcut statisticile, articolul cuprinde numeroase aspecte care trebuie examinate şi în legătură cu situaţia de la noi.

BIBLIOGRAFIE

[1] James, R. B. Hinton. *Organizing an instrument department in a large oil producing company.* Partea I. În : Instrument Practice, iunie 1964.

[2] James, R. B. Hinton. *Organizing an instrument department in large oil producing company.* Partea a II-a. În : Instrument Practice, iul 1964.

[3] James, R. B. Hinton. *Organizing an instrument department in a large oil producing company.* Partea a III-a. În : Instrument Practice, aug 1964.

Eficienţa economică a automatizărilor industriale

În problema foarte dezbătută a eficienţei economice a investiţiilor făcute cu automatizările industriale sînt importante, în primul rînd, statisticile care dau informaţii asupra valorii acestor automatizări în cadrul a diferite procese industriale. Asemenea informaţii sînt publicate recent într-o serie de articole sub denumirea „Process control economics" [1], [2], [3] în afară de alte consideraţii generale asupra acestui subiect. În aşteptarea ultimei părţi a acestei serii care se va ocupa de stabilirea unor indici pentru determinarea eficienţei acestor investiţii vom reproduce, cu scurte comentarii, unele dintre datele statistice publicate.

În tabela 1 se dau informaţii asupra costului în lire sterline, în anul 1963, a diferitelor tipuri din aparatura principală de reglare. S-au indicat pentru comparaţie şi preţurile din anul 1958. Se constată că variaţiile preţurilor au fost mici.

În tabela 2 s-au dat preţurile clasificate pe funcţiuni şi parametrii întîlniţi frecvent în procesele industriale. Acolo unde s-au indicat trei valori, cifra minimă se referă la cazuri unde dotarea nu a fost adecvată.

Întreţinerea acestor instalaţii de automatizare, în ceea ce priveşte personalul necesar, a fost studiată în 16 industrii, dintre care nouă pentru situaţia din anul 1958 şi şapte pentru situaţia din anul 1962. Cifrele totalizate sînt cuprinse în tabela 3.

În ce priveşte costul proiectării instalaţiilor de automatizare se admite, ca probabil, în majoritatea cazurilor un procent de

Tabela 1

Tipul aparatului	Costul		Accesorii	Instalaţii	Total
	1958	1963			
Debitmetru indicator	100	90	65	15	160—200
Debitmetru înregistrator	105	120	70	25	180—220
Presiune indicator	45	35	30	20	peste 80
Temperatură indicator	70	65	30	18	110—130
Potenţiometru înregistrator (6 căi)	300—500	310—390	45	20	450—750
Regulator cu două poziţii	50	50	—	—	—
Regulator pneumatic	110	120	—	45	peste 150

Tabela 2

Parametrul / Funcţia	Temperaturi	Presiuni	Niveluri	Debite
Indicare	pînă la 100	pînă la 100	pînă la 200	pînă la 200/600
Înregistrare	100—300—400	100—200—300	100—250—400	150—300—400
Regulator cu indicare	100—400	—	—	—
Regulator cu înregistrare	500—700—850	300—500—650	400—500—650	400—500—650

20% din totalul investiţiei în aparatura de măsură şi control, inclusiv costul instalaţiilor respective.

Tabela 3

Industrii	Investiţia în aparatură, milioane lire	Personal de întreţinere	Medie pe persoană
9 fabrici — 1958	1 078	116	9 300
7 fabrici — 1962	3 414	147	23 000

Tabela 4

1958 (Proiecte făcute de o singură organizaţie)

Tipul procesului	Investiţia		Costul aparaturii % din total	
	Totală	Aparatura instalată	Aparatură + instalare	Aparatură + instalare + proiectare
Continuu cu multe faze	11 000 000	650 000	6	7,5
Continuu redus	160 000	11 000	7	8,5
Discontinuu complex	7 500 000	330 000	4,6	6,0
Discontinuu-continuu	750 000	75 000	10,0	12,0
Discontinuu (redus)-continuu	480 000	23 000	4,8	6,0

O statistică deosebit de interesantă cuprinde investiţiile în automatizare, în comparaţie cu costul investiţiei totale pentru fabrici din industria chimică (tabela 4).

În tabela 5 s-au dat informaţii analoge pentru instalaţii foarte mari realizate între anii 1960—1963 şi proiectate de diferite organizaţii.

Tabela 5

1960—1963 (Proiectări făcute de diferite organizaţii)

Industria	Investiţia totală	Costul aparaturii	% din total
a) Chimice de proporţii medii			
procese discontinue : cu materie primă solidă	1 400 000	26 000	1,8
cu materie primă lichidă	3 000 000	90 000	3,0
procese continue medii	2 000 000	330 000	16,0
procese complexe	>18 000 000	1 600 000	<9,0
b) Rafinării mari	10 000 000	300 000	3

BIBLIOGRAFIE

[1] Gillings, D. W. *Process control economics*, partea I. În : Instrument Practice, mai 1964.
[2] Gillings, D. W. *Process control economics*, partea a II-a. În : Instrument Practice, iunie 1964.
[3] Gillings, D. W. *Process control economics*, partea a III-a. În : Instrument Practice, iulie 1964.

Calculatoarele în muzică şi desen

Calculatoarele au fost întrebuinţate în ultimul timp în numeroase scopuri noi : pentru a compune muzică, poezii sau pentru desene artistice.

În ce priveşte muzica, mulţi compozitori, în ultimii ani, s-au ocupat de mijloacele electronice pentru a face muzică, şi pe acest drum s-a ajuns şi la întrebuinţarea calculatoarelor [1]. Adăugarea, la posibilităţile electronicii, a capacităţii de memorie şi viteză a calculatoarelor numerice constituie o situaţie aproape revoluţionară în acest domeniu. S-au definit astfel etapele care trebuie parcurse [2] :

a) transformarea concepţiei muzicale într-o specificaţie numerică pentru a fi întrebuinţată în calculatorul numeric ; b) o notaţie cu numere, care să definească parametrii sunetului, durata, frecvenţa, amplitudinea, forma undei şi cum să fie transformată într-o nouă serie de numere care să caracterizeze amplitudinele instantanee ale undelor sonore ; c) transformarea acestor numere în sunete şi înregistrările lor pe o bandă ; d) banda este apoi cîntată cu un echipament convenţional corespunzător. Aceste etape sînt, de altfel, în multe privinţe analoge cu metodele de compunere din trecut.

Este cert că nu poate fi prevăzut care va fi viitorul muzicii electronice produse cu ajutorul calculatorului. Această întrebuinţare va putea să deschidă noi drumuri pentru senzaţiile sonore, pentru organizarea tonală, abstracţia intelectuală. Toate acestea vor depinde de scopul fiecărui artist.

Este sigur însă că se intră într-o nouă epocă muzicală în care, ca şi în cele din trecut, noile metode — cele electronice astăzi — vor avea un rol important. Toate acestea sînt evidente pentru muzicienii de astăzi şi o dovadă o constituie dezvoltarea intensă a laboratoarelor muzicale electronice din universităţi şi şcoli speciale pentru muzică, precum şi cursurile de tehnică electronică, pentru compozitori, care se ţin în numeroase centre de învăţămînt superior din lume.

În ceea ce priveşte aplicarea calculatoarelor pentru realizarea de desene artistice, problema crucială este : ce are valoare estetică într-un desen şi ce nu ? Această problemă este, probabil, cauza pentru care s-au făcut puţine încercări de a se obţine desene cu ajutorul calculatoarelor, în comparaţie cu realizarea de muzică prin calculatoare [3]. Muzica are un număr limitat de elemente, şi anume 12 tonuri distincte şi legi bine definite cu privire la armonie etc. În desenul artistic asemenea legi sînt puţine.

În calculatoarele care produc desene artistice se întrebuinţează ecuaţii matematice şi se aplică acestora deformări întîmplătoare, după voinţă. Se pot face modificări continue şi se pot fotografia rezultatele în mod periodic. Într-o comunicare [4] s-a descris o metodă pentru realizarea unui film în mod direct cu ajutorul calculatorului. Se pot face desene pentru textile, linoleum, hîrtie de tapiţerie etc. În anul 1964 realizările de acest fel au fost în continuă creştere.

Care sînt motivele pentru care se caută a se face desene artistice printr-un calculator ? Poate că în primul rînd o curiozitate intelectuală, seducţia necunoscutului. Pe de altă parte, omul, în decursul secolelor, a întrebuinţat sculele sale şi în scopuri artistice.

Calculatorul electronic este, de fapt, o nouă scula în mîinile omului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Seay, A. *The composes of music and the computer*. În : Computers and automation, aug 1964.
[2] Tenney, I. *The digital computer and the composer of music*. În : Journal of music theory, spring, 1963.
[3] Mezei, L. *Artistic design by computer*. În : Computers and automation, aug 1964.
[4] Knowlton, K. C. *A computer technique for producing animated movies*. Spring joint computer conference, 1964.

Necesităţile de personal specializat în operaţiile cu calculatoare, pînă în 1970, în S.U.A. [1]

S-au făcut estimaţii pe diferite căi cu privire la dezvoltarea calculatoarelor pînă în 1970 în S.U.A. Pe această bază se consideră, ca foarte probabilă, existenţa la această dată a 52 000 calculatoare instalate şi 10 000, în plus, în fabricaţie. Se presupune că distribuţia lor în categoriile : calculatoare mari, mijlocii, mici şi instalaţii cu intrare manuală va fi aceeaşi ca cea actuală. Se admite, pe baza experienţei actuale, că grupurile de personal, d, necesar pentru aceste calculatoare sînt date de formulele următoare în care se ţine seamă şi de calculatoarele destinate înlocuirilor :

calculatoare mari $d = a + 0{,}6\ b$;
calculatoare mijlocii $d = 0{,}95\ a + 0{,}6\ b$;
calculatoare mici $d = 0{,}7\ a + 0{,}7\ b$;
calculatoare cu intrare manuală $d = 0{,}75\ a + 0{,}8\ b$,

în care s-a notat cu a numărul calculatoarelor instalate şi cu b calculatoarele în curs de fabricaţie.

Estimaţiile întocmite pe această bază sînt cuprinse în tabela 1.

Tabela 1

Calculatoarele şi grupurile de personal total în 1970

Categoria calculatorului	Instalate	În fabricaţie	Total grupuri de personal
Intrare manuală	11 980	1 890	10 500
Mici	32 620	6 190	27 200
Mijlocii	5 380	1 430	6 000
Mari	2 020	490	2 300
Total	52 000	10 000	46 000

Pentru constituirea acestor 46 000 de grupuri de specialişti pentru calculatoarele din anul 1970, ţinînd seamă de tehnologia actuală a calculelor, se obţine estimaţia de personal specializat din tabela 2.

Tabela 2

Categoria	Grupurile estimate	Personal total		
		analişti	programatori	operatori
Intrare manuală	10 500	5 250	15 750	15 750
Mici	27 200	54 400	136 000	68 000
Medii	6 000	24 000	48 000	30 000
Mari	2 300	20 700	34 500	18 400
Total	46 000	104 350	234 250	132 150

Rezultă deci că va fi necesar un personal de 470 000 de specialişti, adică de două ori numărul actual de medici din S.U.A.

Se va întîmpla oare aşa şi ce concluzii trebuie trase şi de celelalte ţări în plină dezvoltare?

BIBLIOGRAFIE

[1] Braundom, D. H. *The computer personnel revolution.* În : Computers and automation, iulie 1964.

Progrese în automatizarea cuptoarelor din liniile de ciment

În procesul tehnologic al unei fabrici de ciment, cuptorul rotativ reprezintă unitatea a cărui funcţionare necesită atenţia cea mai mare. Automatizarea acestei funcţionări a făcut obiectul a numeroase cercetări, fără a se fi obţinut pînă în ultimii ani rezultate satisfăcătoare. Asemenea cercetări se fac şi în ţara noastră şi rezultatele obţinute — deşi în curs de confirmare printr-o exploatare de durată — sînt pînă acum încurajatoare. Specialiştii care s-au ocupat de aceste automatizări vor expune în revista noastră soluţiile la care s-a ajuns.

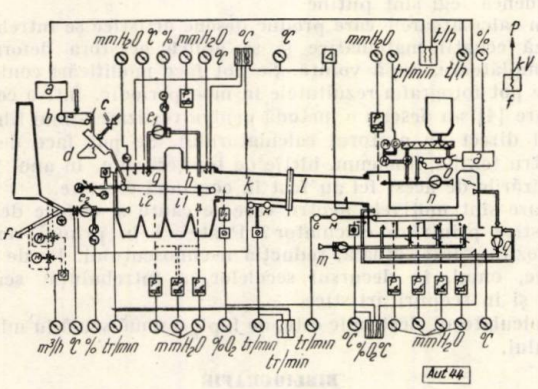


Fig. 1. Schema de funcţionare a reglării unui cuptor Lepol : a — dozator Schenk ; b — basculă pentru făină brută ; c — apă ; d — granulator ; e_1, e_2 — ventilator ; f — filtru electrostatic ; g — cameră de uscare ; h — cameră de coacere ; i_1, i_2 — camere de aspiraţie ; k — zonă de calcinare ; l — zonă de clincherizare ; m — aer secundar ; n — aer primar ; o — basculă pentru cărbune ; p — regulator de presiune din capătul cuptorului ; q — aer de circulaţie ; r — regulator de tiraj ; s — regulator de sincronizare ; t — regulator de presiune diferenţială.

Din această cauză considerăm important să semnalăm o realizare recentă în acest domeniu şi anume automatizarea unui cuptor Lepol, producînd aproximativ 640 t/zi, al cărui consum mediu este de 756 kcal/kg de clincher. Deşi cuptorul s-a pus în funcţiune în anul 1960, schema de automatizare s-a completat continuu, ajungînd la forma actuală în ultimul an [1].

Reglarea cuprinde (fig. 1) următoarele circuite :

— reglarea presiunii diferenţiale între camera 1 şi 2 ;
— reglarea sincronismului între avansul grătarului Lepol şi viteza de rotaţie a cilindrului rotativ ;
— reglarea presiunii de la capătul cuptorului ;
— reglarea debitului de gaze arse ;
— reglarea raportului cărbune/gaze ;
— reglarea temperaturii în camera de uscare sau a temperaturii în camera de coacere.

Diagramele publicate arată avantajul acestor reglări automate faţă de realizările manuale.

Cercetările în curs se referă la reglarea temperaturii în zona de coacere.

Sînt, de asemenea, de semnalat tendinţe noi în instalaţiile electrice din această industrie [2].

BIBLIOGRAFIE

[1] Allers, G. şi Hammer, I. *Instrumentation d'un four rotatif Lepol à l'aide d'appareils du système Teleperm.* În : Mesures, régulation, automatisme, iul 1964.
[2] Lordi, A. C. *Trends in cement plant power and control.* În : Westinghouse Engineer, iul 1964.

I. Papadache

RECENZII

A. A. Feldbaum. **Bazele teoriei sistemelor automate optimale.** Moscova, Fizmatghiz. 1963, 552 pag., 123 fig., 120 ref. bibl.

Numele autorului acestei cărţi este binecunoscut tuturor acelora care se ocupă de sistemele optimale, A. A. Feldbaum fiind unul dintre pionierii utilizării calculatoarelor electronice în sistemul de reglare automată.

Lucrarea de care ne ocupăm, în care tratează o problemă de cibernetică tehnică de mare actualitate, se caracterizează atît printr-o abordare generală a chestiunilor, cît şi prin eleganţa tratării.

În prefaţă, autorul arată că lucrarea este scrisă „de ingineri pentru ingineri", prin aceste cuvinte voind să arate că aparatul matematic utilizat este, în general, redus. Totuşi, după cum este uşor de înţeles, abordarea sistemelor optimale nu se poate face fără un instrument matematic destul de complicat, de aceea în lucrare se întîlnesc atît noţiuni de calculul probabilităţilor, cît şi de metode variaţionale şi de sisteme de ecuaţii diferenţiale.

Este firesc ca în lucrare să se acorde locul cuvenit cercetărilor lui Pontriaghin privind sistemele optimale.

Lucrarea este constituită din şase capitole.

În primul capitol se pune problema sistemelor optimale, în general. Se face o clasificare a sistemelor optimale, se arată care sînt criteriile de optimizare, stabilindu-se totodată problema fundamentală a sistemelor optimale.

În capitolul al doilea se prezintă metodele matematice utilizate în teoria sistemelor optimale. Se face astfel o introducere în teoria probabilităţilor, se arată care sînt metodele variaţionale utilizate în mod curent în problemele optimale, se defineşte programarea dinamică, se arată care este principiul maximului utilizat în legătură cu sistemele optimale.

Următoarele capitole tratează pe rînd cîteva clase importante de sisteme optimale.

În capitolul al treilea se studiază sistemele optimale cu informaţie completă asupra obiectului comandat, în capitolul al patrulea, sistemele optimale cu cea mai mare informaţie incompletă privind obiectul comandat, iar în capitolul al cincilea se tratează despre sistemele optimale cu informaţie independentă asupra obiectului.

Ultimul capitol se referă la sistemele optimale cu surse active de informaţie.

În ceea ce priveşte valoarea lucrării, aceasta constă, în special, în acele capitole în care A. A. Feldbaum prezintă teoria sistemelor optimale. Se recunosc în unele părţi anumite idei şi formulări publicate de autor mai de mult, în alte studii ale sale, apărute, în special, în „Avtomatika i Telemehanika".

După cum este cunoscut, cu ani în urmă, A. A. Feldbaum a introdus unele noţiuni fundamentale în teoria sistemelor care trec dintr-o stare în alta, într-un timp minim.

În întreaga lucrare este interesant de urmărit modul general în care autorul tratează diferitele probleme întîlnite. Lucrînd, în general, pe scheme-bloc şi în spaţiul fazelor, A. A. Feldbaum reuşeşte să găsească metode, în general, simple de obţinere a rezultatelor urmărite.

Această lucrare poate fi citită cu interes de acei care au o vedere de ansamblu asupra metodelor contemporane utilizate în automatică şi sînt familiarizaţi cu aparatul matematic, din ce în ce mai rafinat, care intervine în legătură cu cibernetica tehnică contemporană.

Cartea Bazele teoriei sistemelor automate optimale reuşeşte să clarifice o serie întreagă de probleme centrale ale sistemelor automate, prezentînd, în afara unui material amplu cunoscut, şi numeroase contribuţii inedite ale autorului.

E. Nicolau

C. Kuo. **Sistemele de reglare automată** (Automatic Control Systems). Prentice Hall, 1962, 504 pag.

Profesorul Kuo a publicat în această carte materialul pe care l-a predat la cursurile de la Universitatea din Illinois. Cartea cuprinde o prezentare completă a principiilor şi metodelor utilizate în analiza şi proiectarea sistemelor de reglare automată.

Autorul are meritul că face pe cititor să păstreze vederea de ansamblu şi să aibă mereu clar în faţă toate tehnicile care-i stau la dispoziţie pentru studiere. Prezintă un număr mare de exemple (probleme rezolvate), bine alese, care ajută pe cititor să-şi fixeze ideile şi să-şi însuşească metodele din text. Exerciţiile date spre rezolvare constituie o verificare a felului în care a fost înţeles materialul.

Cartea cuprinde 11 capitole. 1. Introducere la sistemele de reglare cu reacţie; 2. Ecuaţii şi modele ale sistemelor liniare; 3. Teoria generală a reacţiei; 4. Componentele sistemelor de reglare cu reacţie; 5. Răspunsul în timp al sistemelor de reglare cu reacţie; 6. Metodele răspunsului de frecvenţă; 7. Criteriul Nyquist; 8. Tehnica locului rădăcinilor; 9. Compensarea sistemelor de reglare cu reacţie; 10. Sistemele de reglare cu reacţie cu date eşantionate (în impulsuri); 11. Sisteme neliniare.

Este de remarcat modul deosebit în care este tratată problema locului rădăcinilor. Metoda locului obţinut prin varierea amplificării este extinsă la cazul varierii altor parametri. Cazurile prezentate de variere a mărimii unui pol sau a unui zero sînt foarte semnificative pentru tehnica compensării.

Prezentarea amplă a sistemelor cu date eşantionate (circa 75 de pagini) subliniază preferinţa autorului pentru acest domeniu. Tratarea sistemelor cu date eşantionate este foarte sistematică şi utilizează metode moderne, ca de exemplu metoda grafului de curgere a semnalelor extinsă la sisteme cu date eşantionate [la ecuaţii în $E(s)$ şi $E^*(s)$].

Această carte poate fi utilă atît studenţilor, cît şi inginerilor care vor să-şi întregească cunoştinţele privind teoria sistemelor de reglare automată.

M. Căluşiţă

J. Zgud şi B. Grabowscki. **Tehnica reglării cu semiconductoare.** Paris, Dunod, 1963, 140 pag., 14 fotografii, 124 fig., 21 ref. bibl.

Cartea se ocupă de domeniul stabilizării şi reglării curenţilor şi tensiunilor, tratînd sistematic aproape toate aspectele problemei.

În capitolul I, pe baza statisticii Fermi-Dirac, sînt stabilite proprietăţile semiconductoarelor în ceea ce priveşte conducţia semiconductoarelor extrinseci şi a celor intrinseci.

Capitolul al II-lea se ocupă de analiza joncţiunii PN, punîndu-se în evidenţă curenţii direcţi şi inverşi, şi influenţa temperaturii asupra lor.

Se analizează efectul Zener şi se prezintă numeroase realizări practice de diode redresoare şi Zener, cu caracteristicile lor.

În capitolul al III-lea se începe studiul tranzistoarelor. Se indică caracteristicile statice şi dinamice, curbele şi folosirea lor, schemele echivalente şi parametrii tranzistoarelor cu legătura dintre ele. Se indică metodele de măsurare şi verificare a tranzistoarelor. În acelaşi capitol se prezintă şi unele proprietăţi ale tiristoarelor.

Capitolele IV şi V reprezintă de fapt subiectul propriu-zis al cărţii. În capitolul al IV-lea se analizează, pe baza unor definiţii introduse, caracteristicile cele mai importante ale schemelor de stabilizare din punctul de vedere al utilizatorului, obţinerea circuitelor de referinţă şi performanţele lor.

Capitolul V se începe cu studiul structurilor elementare ale schemelor cu comandă directă (de exemplu: sursă stabilizată cu diodă Zener) şi se continuă cu studiul schemelor complete de stabilizatoare de tensiune şi curent. În aceste două capitole se găsesc numeroase exemple de calcul.

Răcirea semiconductoarelor şi folosirea semiconductoarelor pentru răcire (efect Peltier) se analizează în capitolul al VI-lea. Se dau de asemenea exemple de calcul al radiatoarelor şi schiţe constructive.

O problemă importantă ce se pune în faţa inginerului care alege alimentarea pentru un montaj determinat este alegerea

celei mai convenabile scheme de alimentare. De această problemă se ocupă autorii în capitolul al VII-lea alegînd ca criterii de stabilire a schemei factorul de stabilizare, rezistenţa internă, puterea şi performanţele dinamice.

Din păcate, stabilirea şi corectarea performanţelor dinamice, care constituie o problemă de mare importanţă în numeroase cazuri, nu sînt tratate suficient de aprofundat.

În anexa cu care se încheie cartea sînt date exemple concrete de stabilizatoare de tensiune şi curent, necesare alimentării montajelor de tensiune joasă sau înaltă (folosind convertizoare).

În afara varietăţii problemelor atacate, cartea are o prezentare grafică ireproşabilă, este însoţită de numeroase planşe şi diagrame de calcul, cum şi de numeroase exemple. I se poate reproşa faptul că nu tratează metodele de protecţie ale surselor stabilizate de tensiune şi curent, cum şi influenţa temperaturii asupra performanţelor lor. Cu toate acestea, cartea lui Zgud şi Grabowscki va fi deosebit de utilă inginerilor care lucrează în domeniul reglajului cu elemente semiconductoare şi, în special, atunci cînd se pune problema alimentării unui montaj cu tensiune sau curent constant.

P. Dimo

N. S. Nikolaev, E. S. Kozlov şi N. P. Olgorodnik. **Calculatorul analogic USM-1 pentru rezolvarea problemelor de fizică matematică, cu condiţii date pe frontieră.** Moscova, Maşghiz, 1963, 295 pag., 151 fig., 25 ref. bibl.

Lucrarea constituie una dintre puţinele prezentări complete ale unui model analogic destinat rezolvării unor probleme de fizică matematică, descrise prin ecuaţii cu derivate parţiale şi condiţii pe frontieră date.

Se constată faptul că în timp ce principiul de modelare a unor astfel de ecuaţii este relativ simplu, fiind vorba de reţele de impedanţe, în realitate, pentru introducerea condiţiilor pe frontieră şi, în special, pentru măsurarea mărimilor se recurge la o tehnică electronică deosebit de înaintată.

Lucrarea este împărţită în patru capitole.

În primul capitol se expune pe scurt clasa de probleme care poate fi abordată cu ajutorul modelului USM-1.

În capitolul II se arată principiile de modelare cu ajutorul reţelelor electrice ale ecuaţiilor descrise prin ecuaţii cu derivate parţiale.

În capitolul III se descrie modelul universal USM-1, ultimul capitol fiind rezervat metodicii de rezolvare a problemelor cu ajutorul modelului în cauză.

Lucrarea conţine o serie de exemple privind probleme care au fost rezolvate.

Pentru acei care se interesează de electromodelare, prezintă interes, în special, capitolele III şi IV, care constituie, de altfel, şi partea cea mai voluminoasă a lucrării. Se dau scheme-bloc şi scheme de detaliu privind realizarea reţelei de impedanţe, ca şi a dispozitivelor electronice anexe.

În ceea ce priveşte metodica de rezolvare a problemelor se dau numeroase detalii practice în legătură cu introducerea problemelor în model şi determinarea efectivă a soluţiilor.

Cartea se adresează inginerilor care se ocupă de proiectarea şi exploatarea modelelor formate din reţele de impedanţă. Ea poate fi consultată cu folos şi de studenţii care se preocupă de calculatoarele electronice.

Ţinînd seamă de nivelul la care este scrisă, abordarea lucrării presupune cunoştinţe temeinice, atît de matematici superioare, cît şi de electronică.

E. Nicolau

Progrese în calculatoare vol. I. New York—Londra, Academic Press, 1960, 316 p., 27 fig., 291 ref. bibl.

Seria „Progrese în calculatoare" are ca scop de a stabili o punte între publicaţiile tehnice specializate, accesibile numai specialiştilor şi îndrumarele sau monografiile care apar mult timp după ce anumite rezultate ştiinţifice au fost obţinute. Această serie îşi propune colecţionarea şi prezentarea sub o formă unitară a progreselor recente din domeniul calculatoarelor, şi anume în domeniul proiectării de sisteme şi elemente de calcul, în domeniul programării şi analizei numerice, în domeniul aplicării calculatoarelor în ştiinţă, tehnică, economie etc.

Fiecare capitol constituie un articol independent, care tratează problemele la un nivel accesibil specialiştilor din alte domenii decît ale autorului capitolului respectiv. Fiecare capitol este însoţit de numeroase referinţe bibliografice.

Calvin Gotlieb, autorul capitolului I, arată care sînt dificultăţile de care se loveşte programarea calculatoarelor în probleme economice. Se arată că în timp ce pentru problemele ştiinţifice împărţirea programelor în rutine este naturală (întrucît rutinele constituie procedee matematice de bază ca: inversarea matricelor, rezolvarea sistemelor de ecuaţii diferenţiale etc. aplicabile la situaţii foarte diferite), în cazul problemelor economice există rutine (de exemplu rutine de serviciu) care se pot integra în programe numai cu multe precauţiuni. Autorul indică apoi care sînt metodele prin care se poate uşura munca de programare în economie şi analizează cum este influenţat modul de lucru al maşinii de tipul problemei.

Cele mai comune aplicaţii ale calculatoarelor în economie sînt de tipul clasificărilor şi menţinerii la zi a unei biblioteci. De aceea, o mare parte a capitolului I se ocupă de acest tip de problemă, dîndu-se exemple concrete.

Prezicerea cu exactitate a vremii este o problemă de cea mai mare importanţă. Calculatoarele electronice încep să fie utilizate acum şi în acest domeniu şi aceasta datorită volumului imens de date şi de calcule care trebuie interpretate într-un timp suficient de scurt, cînd vrem să facem o prognoză în timp util. De fapt, se arată în capitolul al II-lea că nici un calculator modern nu ar fi capabil să prelucreze totalitatea datelor, deoarece acestea ar trebui să se refere la starea atmosferică a unei întregi emisfere. După ce arată amploarea problemei, autorul (Norman Philipps) începe să introducă diferite simplificări, şi în felul acesta problema se poate trata în două moduri: în sistemul hidrostatic şi în sistemul geostrofic.

Sistemul al doilea este cel care stă la baza celor mai multe metode numerice de prezicere. El duce la un sistem de ecuaţii diferenţiale neliniare pentru a cărui rezolvare pe cale numerică se foloseşte metoda diferenţelor finite.

Capitolul se încheie cu o analiză a preciziei prognozei.

Yehashua Bar—Hillel analizează în capitolul al III-lea, care este stadiul actual al problemei traducerii automate. Se arată că succesele obţinute în ultimii ani nu sînt pe măsura speranţelor ce s-au pus în T.M. (traducere cu maşina) la începuturile ei; autorul consideră că acest lucru se datoreşte faptului că o mare parte din efort s-a pierdut în căutarea soluţiei de traducere total automată de înaltă calitate, care, conform demonstraţiei autorului, este nerealizabilă.

De-abia în ultima vreme diferitele grupuri care lucrează în acest domeniu (în special în S.U.A., Anglia şi U.R.S.S.) încep să-şi canalizeze eforturile pentru găsirea unor soluţii eficiente de traducere automată.

În această privinţă există două direcţii principale: o direcţie în sensul traducerii „libere" de către maşină, după criterii statistice şi probabilistice, şi o direcţie în sensul traducerii „gramaticale".

Autorul pledează pentru această din urmă metodă, arătînd care sînt pericolele legate de o traducere automată liberă, cu toate că o traducere gramaticală nu va fi întotdeauna de bună calitate la prima citire.

Unul din domeniile deosebit de interesante este cel al maşinilor care joacă jocuri. Programarea maşinilor în acest scop este studiată în capitolul al IV-lea de A. L. Samuel. Sînt arătate diferitele idei care au dus la asemenea programe, mai mult sau mai puţin bune. Scopul realizării de asemenea programe este înţelegerea mai adîncă a principiilor ce stau la baza simulării inteligenţei maşinii.

Capitolul al V-lea (autor Richard Fatenschaud) se ocupă de recunoaşterea de către maşină a cuvintelor vorbite. Dificultăţile apar atunci cînd se încearcă înţelegerea prelucrării de către creier a datelor obţinute prin auz.

De aceea, deşi s-au acumulat numeroase cunoştinţe despre structura acustică şi fonetică a vorbei, nu s-au putut face progrese importante în domeniul recunoaşterii cuvintelor de către maşină.

Autorul analizează premisele de plecare pentru a găsi procedee de recunoaştere a cuvintelor. De asemenea, analizează procesul vorbirii şi recunoaşterea sunetelor elementare.

În sfîrşit se trece la prezentarea unor maşini care recunosc cuvinte şi se indică locul calculatoarelor în cadrul problemei prezentate.

În ultimul şi cel mai dezvoltat capitol din vol. I, George W. Reitwiesner se ocupă de aritmetica binară cu aplicaţie la proiectarea logică a calculatoarelor digitale. Îndeosebi se analizează realizarea operaţiilor aritmetice într-un număr minim de etape succesive.

Autorul prezintă domeniul în cadrul conceptului clasic de unitate aritmetică paralel. De aceea operaţiile aritmetice fundamentale sînt adunarea şi deplasarea. Se prezintă destul de amănunţit algoritmele utilizate pentru efectuarea adunării, deplasării, scăderii, înmulţirii, împărţirii şi extragerii de radical.

Există un subcapitol consacrat minimizării numărului de adunări şi scăderi la efectuarea unei anumite operaţii, cum şi unul care se ocupă de precizia calculelor efectuate cu numere binare.

P. Dimo

DOCUMENTARE

Willis, T. H. **Sistem de aprindere auto cu tranzistoare** (Transistor car ignition system). În: Wireless World, martie 1964, p. 151—152.

Autorul descrie un montaj experimentat, personal, pe un automobil de clasă înaltă echipat cu un motor cu 6 cilindri. Montajul este simplu, fiind format doar din două tranzistoare, două rezistenţe şi un condensator. Avantajele folosirii acestui dispozitiv, pe lîngă sistemul de aprindere existent, sînt:

— eliminarea punctelor de distrugere la platine prin reducerea curentului de la 6 A la 10 mA;

— îmbunătăţirea scînteii de aprindere la viteze mari ale motorului. Prin aceasta se obţine îmbunătăţirea apreciabilă a performanţelor sale.

Realizarea practică este înlesnită de indicarea punctelor de măsură şi a valorilor care trebuie obţinute, cum şi de recomandări privind modul de instalare pe maşină.

Keller, A. C. **Miniaturizarea releelor şi problema contactelor de închidere izolate, tendinţe moderne în dezvoltarea dispozitivului Bell System.** În: The Bell System Technical Journal, vol. **XLIII**, nr. 1, part. 1, ian 1964, p. 15—45.

Unele din cele mai importante tendinţe moderne în dezvoltarea electronicii sînt: miniaturizarea, utilizarea contactelor de relee izolate în sticlă, folosirea dispozitivelor cu remanenţă magnetică.

Articolul de faţă are ca scop prezentarea unor astfel de dispozitive, cum şi studierea unor dispozitive noi realizate prin combinarea contactelor izolate cu materiale a căror curbă de histerezis este dreptunghiulară. Se realizează astfel dispozitive noi, supranumite dispozitive de închidere magnetică care pot fi comandate cu impulsuri a căror durată este aproximativ de 5 μs.

În prima parte a articolului sînt descrise tipurile şi metodele de realizare a contactelor de închidere, cum şi releele ce folosesc aceste contacte.

În continuare se prezintă folosirea acestor tipuri de contacte în dispozitive cu ferite, tehnologia realizării lor, cum şi descrierea unor sisteme realizate, folosite pe satelitul telstor.

Ultima parte este destinată studiului releelor sensibile la frecvenţă, principii de proiectare şi caracteristici, influenţa temperaturii.

Mc Call, J. **Comanda tensiunilor alternative de scurtă durată.** În: Électronique et automatisme, nr. 39, martie 1964, p. 113—114.

În sudura prin puncte a metalelor cum şi în tratamentele fotografice este adesea necesară o tensiune comandată pentru a alimenta transformatorul de sudură sau pentru a produce aprinderea lămpilor în aplicaţia dorită. Acest studiu prezintă un circuit care foloseşte un redresor comandat, realizat pe bază de semiconductoare cu siliciu. Montajul descris foloseşte două tiristoare montate în contratimp, astfel încît sarcina este străbătută de un curent alternativ simetric. Tiristoarele sînt comandate prin înfăşurările secundare ale unui transformator montat în sarcina unui oscilator de relaxare, tranzistorizat. Întrucît tiristoarele sînt comandate prin impulsuri de scurtă durată, acest montaj funcţionează numai cu sarcină rezistivă, lucru ce-l recomandă în aplicaţiile amintite.

Plaja de comandă a duratei dintre două impulsuri este de 0,02—1 s. Curenţii comandaţi pot atinge valori de 170 A.

Laurent, M. **Amplificator de curent continuu cu cuplaj prin diode Zener.** În: Électronique et automatisme, nr. 38, febr 1964, p. 75—76.

În afara întrebuinţărilor lor evidente şi numeroase în domeniul reglării şi al protecţiei contra supratensiunilor sau supracurenţilor, diodele Zener îşi pot găsi aplicaţii interesante într-un mare număr de cazuri mai puţin obişnuite. În acest articol se prezintă posibilitatea de a le utiliza ca elemente de cuplaj între etajele amplificatoarelor de curent continuu sau alternativ. În acest fel se reduce o parte din consumul de energie al amplificatorului, întrucît sursa suplimentară necesară polarizării grilelor de comandă (bazelor) devine inutilă. În articol se expune şi posibilitatea de a folosi diodele Zener ca elemente de polarizare. În acest scop se indică o relaţie pentru calculul valorii optimale a tensiunii la bornele diodei Zener, atunci cînd se urmăreşte obţinerea unei amplificări maxime.

Cuplajul prin diode Zener permite obţinerea unor benzi de frecvenţă de ordinul a 10 MHz (folosind tranzistoare de înaltă frecvenţă), lucru de o mare însemnătate în tehnica impulsurilor.

Pantell, R. H., Didomenico, M. şi Svelto, O. **Teoria tranziţiei directe în semiconductoare.** În: The Bell System Technical Journal, vol. **XLIII**, nr. 2, martie 1964, p. 805—817.

În ultimii ani, în cadrul cercetărilor legate de fizica semiconductoarelor, s-a constatat interesul crescînd acordat studiului comportării acestor elemente ca medii optice active.

În parte acest interes rezultă din varietatea efectelor neliniare ce au loc în cristal la frecvenţe infraroşii şi optice. Studierea acestor fenomene se face pe baza teoriei tranziţiei directe.

Scopul articolului este tocmai dezvoltarea acestei teorii în mod cît mai general. Pe această linie, teoria presupune studierea cîmpului electromagnetic din punct de vedere clasic paralel cu cercetarea proprietăţilor semiconductoare cu ajutorul mecanicii cuantice. Ca rezultat al cercetărilor se obţine un sistem de ecuaţii diferenţiale neliniare, fără a recurge la procedee aproximative. Ele reprezintă ecuaţiile de mişcare ce guvernează procesul tranziţiei directe.

Prima parte a articolului se ocupă tocmai cu această problemă, plecînd de la ecuaţia undelor şi obţinînd rezolvarea ei în cazul cel mai general. Spre deosebire de metodele ana-

lizei obişnuite, ecuaţiile obţinute nu fac diferenţă între cîmpurile statice şi dinamice, liniarizarea lor duce cu uşurinţă la efectul absorbţiei optice fundamentale sau la ecuaţia fenomenului de fotoconductivitate. Cu aceste probleme, cum şi cu studiul relaţiilor de dependenţă dintre densitatea de curent şi energie, se ocupă ultima parte a articolului.

Egorov, A. I. **Despre conducerea optimală în sistemele cu parametri distribuiţi.** In : Avtomatika i telemehanika, vol. **XXV**, nr. 5, 1964, p. 613–623.

În articol se analizează problema conducerii optimale în cazul în care procesul este descris prin ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale de ordinul al doilea. Tratarea teoretică foloseşte principiul maximului al lui Pontreaghin. Pe baza acestuia se stabilesc condiţiile necesare pentru o comandă optimală. De asemenea, se demonstrează că în cazul în care ecuaţiile diferenţiale sînt liniare, condiţiile necesare devin şi local suficiente.

În continuare se prezintă două aplicaţii ale concluziilor teoretice, prima constînd în determinarea comenzilor optimale pentru două sisteme descrise de ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale de ordinul al doilea, iar a doua în stabilirea formulei creşterii funcţionalei S (se ştie că funcţionala S devine minimă pentru comanda optimală).

Guichet, P. şi Bondarel, R. **Sinteza conducerii printr-un calculator numerie al unui proces liniar.** In : Annales de Radioélectricité, nr. 74, octombrie 1963.

Calculatoarele numerice, datorită capacităţii şi flexibilităţii lor, depăşesc posibilităţile unei reglări cu dispozitive convenţionale analogice. Rezultatele obţinute teoretic în domeniul optimizării pot fi aplicate cu ajutorul acestor calculatoare numerice în numeroase procese industriale. Articolul constituie o sinteză a conducerii optimale numerice a proceselor liniare şi indică metoda după care se poate aplica o asemenea conducere, cu investiţii reduse, cu ajutorul unui calculator numeric.

Se analizează modelul matematic al unui proces liniar, ajungîndu-se la concluzia că problema conducerii prin calculator revine la una echivalentă unei reglări în care apar perturbaţii pseudoalbe şi la care vectorul caracteristic al stării nu poate fi măsurat. Introducînd optimizarea pe baza criteriului pătratic se poate obţine, întrebuinţînd programarea dinamică, o soluţie completă şi deci să se deducă structura generală a unui sistem optim.

Trebuie menţionat că numeroase procese industriale pot fi satisfăcător aproximate printr-un model liniar „tangenţial".

Se descrie structura unui asemenea sistem optim.

Van der Grinten, P.M.E.M. **Determinarea caracteristicii unui proces.** (Determine Process Characteristics Simply by Filtering plant data). In : Control Engineering, iulie 1964.

Cele mai multe metode experimentale pentru analiza proceselor se bazează pe aplicarea, la intrarea procesului, a unei mărimi de intrare standard, analizîndu-se apoi mărimea de ieşire. Totuşi atunci, cînd din punctul de vedere al desfăşurării procesului nu este admisibil să se introducă asemenea perturbaţii, analiza trebuie să se bazeze pe perturbaţii întîmplătoare care apar în proces. Modificările mărimilor de ieşire din proces se pot corela cu aceste intrări întîmplătoare pentru a se deduce informaţii asupra caracteristicilor procesului. Asemenea metode necesită însă calcule îndelungate. Autorul expune o metodă bazată pe unele simplificări matematice, care permite obţinerea rapidă a caracteristicilor procesului prin analiza acestor răspunsuri la mărimi de intrare întîmplătoare.

Buckley, P. S. **Alegerea parametrilor regulatorului şi performanţa circuitului de reglare** (Controller settings and Loop Performance). In : Control Engineering, august 1964.

Autorul descrie o metodă pentru determinarea rapidă a parametrilor regulatorului în vederea unor performanţe bune în regim tranzitoriu, bazate pe funcţiile de transfer în circuit deschis ale sistemului. Calculul se bazează pe reprezentarea Bode. Cu o asemenea metodă, autorul determină valorile optime ale unui regulator P şi PI pentru procese avînd 2, 3 constante de timp. Articolul se bazează pe un capitol din cartea „Tehnica reglării automate" a aceluiaşi autor care va apărea în curînd.

CRONICĂ

Tehnica experimentală la reactoarele nucleare de cercetare

Între 26 şi 31 octombrie 1964 a avut loc la Bucureşti Conferinţa asupra tehnicii experimentale la reactoarele nucleare de cercetare, organizată de Agenţia internaţională pentru energia atomică (AIEA) de la Viena, împreună cu Comitetul pentru energia nucleară din R.P.R.

În afară de delegaţii romîni, la conferinţă au participat 45 de cercetători şi ingineri de la centrele de cercetări nucleare din 17 ţări din Europa, Orientul Apropiat şi S.U.A.

Existenţa în lume, la ora actuală, a peste 300 de reactoare nucleare de cercetare de diverse tipuri şi mărimi face necesară realizarea unui important schimb de experienţă şi a unui larg schimb de păreri cu privire la utilizarea lor optimă.

Faptul că ţara noastră, care are un singur reactor, s-a remarcat printr-o amplă utilizare a lui atît în probleme de cercetare ştiinţifică, cît şi în domeniul preparării izotopilor radioactivi cu o largă utilizare în industrie, agricultură, medicină etc., a contribuit la alegerea oraşului Bucureşti ca localitate de ţinere a conferinţei.

În cele ce urmează ne vom opri asupra cîtorva probleme dezbătute în cadrul conferinţei.

Tehnici pentru studii de fizica reactoarelor

Lucrările s-au referit, în special, la posibilităţile de măsurare a dozelor de radiaţii gama şi a fluxurilor de neutroni termici, epitermici şi rapizi din reactoare. Experienţele asupra comportării diverselor materiale în cîmp de radiaţii necesită obţinerea în reactoare de regiuni în care compoziţia radiaţiilor să fie bine determinată.

În cursul dezbaterilor s-a indicat ca, pe lîngă reactorul în funcţiune, să existe paralel un reactor identic cu aceeaşi structură a zonei active, dar de putere zero. Aici se pot realiza configuraţiile experimentale dorite, măsurînd fluxul de neutroni în condiţii identice cu acele în care urmează a se face iradierile.

Este interesant de arătat că alcătuirea de configuraţii ale zonei active permite realizarea aşa-numitelor capcane de neutroni în care fluxul de neutroni lenţi (termici) este de cîteva ori mai mare decît cel de proiect. În R.P.R. s-a aplicat o asemenea tehnică încă din anul 1959, ceea ce a permis fabricarea de iod radioactiv pentru medicină într-un timp mai scurt şi cu activitate specifică mărită.

Măsurarea distribuţiei fluxurilor de radiaţii trebuie efectuată simultan într-un număr foarte mare de puncte cu ajutorul detectorilor din substanţe foarte pure. Calculul distribuţiei de flux şi al activităţii se efectuează apoi cu ajutorul maşinilor electronice de calcul de mare capacitate, cum sînt ultimele tipuri de IBM (viteză de 500 000 operaţii pe

secundă). Numai astfel se pot obţine rezultate în intervalul de timp necesar pregătirii introducerii de noi experienţe în reactorul propriu-zis.

Cinetica reactoarelor

La această conferinţă, studiilor de cinetică a reactoarelor li s-a acordat, de asemenea, un interes deosebit.

Ele permit, prin analiza fluctuaţiilor fluxului de neutroni, să se obţină informaţii asupra caracteristicilor de funcţionare a reactoarelor, asupra unor procese perturbatoare ca fierberea apei în zona activă a reactorului şi asupra caracteristicilor nucleare ale unor materiale.

În acest domeniu a fost prezentată o lucrare şi de Ionel Purica, de la Institutul de fizică atomică, referitoare la metoda caracteristicii de frecvenţă, care permite utilizarea fasciculului de neutroni de la reactor în locul unui accelerator de particule foarte costisitoare. Metoda este originală şi a suscitat un interes deosebit.

Tot în problemele de cinetică a reactoarelor au fost prezentate probleme referitoare la automatizarea proceselor de comandă şi control al reactoarelor de cercetare. În prezent la unele reactoare de cercetare şi cu deosebire la reactoarele de putere din centralele atomoelectrice în funcţiune se pot asigura o operativitate şi un grad de securitate necesar numai printr-o complexă automatizare care include folosirea de maşini de calcul numerice sau analogice.

Tehnici de iradiere în reactoarele pentru încercări de materiale

Pentru specialişti, tehnica de iradiere în reactoarele pentru încercări de materiale la temperaturi mari şi scăzute este o preocupare majoră legată atît de studii cu caracter fundamental, cît şi de cele asupra construirii de centrale atomoelectrice. Necesitatea de a obţine informaţii cît mai complete cu privire la comportarea la iradiere a materialelor constitutive şi a unor subansambluri ale reactorului în proiect a impus construirea unor reactoare de încercări preliminare, cu flux foarte intens de radiaţii şi introducerea unor tehnici speciale de iradiere. Astfel s-au construit capsule şi bucle de iradiere, care se introduc în zona activă a reactoarelor de încercări de materiale la temperaturi mari (de la 1 000 la 2 000°C) sau la temperaturi foarte scăzute (temperatura hidrogenului sau a azotului lichid).

Aceasta permite reproducerea condiţiilor de funcţionare de proiect şi determinarea proprietăţilor materialelor sau subansamblurilor, cum şi apariţia de defecte.

În cursul discuţiilor s-a indicat că tehnicile criogenice (încercări la temperaturi foarte scăzute) sînt utilizate în S.U.A. şi Japonia pentru studiul combustibililor pentru rachete.

Tehnici experimentale pentru lucrări de fizica neutronilor

Şi în acest domeniu a fost introdusă tehnica criogenică pentru a realiza fascicule de neutroni „reci" (cu foarte mică viteză de deplasare, corespunzătoare vitezei medii de deplasare a moleculelor de gaz la temperaturi foarte scăzute).

În ce priveşte studiul neutronilor termici s-a disputat mult despre aparatura utilizată în domeniul împrăştierii inelastice a neutronilor în solide, lichide şi gaze. Deşi o asemenea aparatură era, în principiu, cunoscută, s-a discutat despre utilizarea ei optimă, insistîndu-se asupra realizării de elemente constructive şi introducerii automatizării, care să permită efectuarea mai multor experienţe la acelaşi canal al reactorului. În acest domeniu au fost prezentate două comunicări de către D. Bally şi C. Dobrescu de la Institutul de fizică atomică. Cu acest prilej ne-am putut convinge de actualitatea tematicii în ţara noastră privind studiul stării condensate a substanţei prin metoda împrăştierii de neutroni. Aparatura folosită la noi în ţară are performanţe la acelaşi nivel cu aceea folosită în alte laboratoare din lume.

În cadrul conferinţei au fost prezentate comunicări şi au avut loc discuţii privind o serie de alte probleme ale tehnicii experimentale la reactoare, inclusiv cele legate de tehnica securităţii muncii. Astăzi oamenii de ştiinţă stăpînesc, din ce în ce mai mult, această tehnică experimentală.

Trebuie subliniat faptul că discuţiile care au avut loc în cadrul conferinţei au fost deosebit de interesante şi utile. Delegaţii străini au avut totodată posibilitatea să viziteze laboratoarele Institutului de fizică atomică şi să cunoască nemijlocit realizările obţinute în R.P.R. în domeniul fizicii şi tehnicii nucleare.

D. Stoian

Salonul internaţional de elemente electronice

8—13 aprilie 1965, Paris

Primul Salon de elemente electronice francez s-a ţinut la Paris în anul 1934. Începînd din 1957 importanţa sa internaţională este definitiv consacrată şi, în fiecare an, „Salonul internaţional de elemente electronice", rezervat numai constructorilor, îşi deschide porţile sale firmelor din întreaga lume specializate în electronică.

Salonul poate fi considerat ca cea mai mare manifestare mondială în domeniul pieselor detaşate şi al accesoriilor electronice. El nu este numai o vastă expoziţie, reunind cele mai importante realizări mondiale în domeniul electronicii, ci şi un prilej pentru constructorii şi specialiştii din acest domeniu de a se întîlni, de a-şi confrunta realizările şi de a elabora în comun orientările de viitor.

Salonul internaţional de elemente electronice din 1965 (8—13 aprilie) se ţine, pentru prima dată la Paris, în : „Hall Monumental du Parc des Expositions de la Porte de Versailles", unde 800 de firme vor expune cele mai noi realizări în acest domeniu.

Paralel cu aceasta, şi în acelaşi loc, se va ţine şi primul Salon internaţional de electroacustică, sector important al electronicii în plină dezvoltare.

Între 5 şi 10 aprilie 1965 va fi organizat şi colocviul internaţional de tehnica memoriilor.

Simpozion internaţional asupra teoriei sistemelor

20—22 aprilie 1965, New York

Institutul politehnic din Brooklyn organizează între 20—22 aprilie 1965 un simpozion internaţional consacrat teoriei sistemelor. Scopul simpozionului este de a prezenta metodele matematice şi interpretările inginereşti ale teoriilor matematice, care împreună definesc teoria sistemelor. În acest sens, prin teoria sistemelor se înţeleg conceptele fundamentale în problemele de reglare automată, comunicaţii, prelucrarea informaţiei, conducerea economiei etc., cum şi lucrări din domenii înrudite.

Lucrările care se vor prezenta la simpozion vor trata problemele :

1. Noţiuni de bază ale teoriei sistemelor.
2. Reprezentarea matematică a sistemelor.
3. Sisteme dinamice (inclusiv maşini cu număr finit de stări — automate finite).
4. Sisteme cu intrări aleatorii.
5. Sisteme optimale.
6. Clasificarea sistemelor.
7. Sisteme complexe.
8. Legătura teoriei sistemelor cu ştiinţa şi ingineria.

Simpozionul este organizat sub auspiciile Institutului de cercetări de microunde din Institutul politehnic Brooklyn, în colaborare cu Biroul forţelor aeriene pentru cercetări ştiinţifice, Biroul forţelor navale pentru cercetare şi Biroul pentru cercetare al armatei cu I.E.E.E. şi cu Institutul de matematică aplicată.

Lucrările ce se vor comunica la simpozion vor fi tipărite într-un volum (vol. XV) de către tipografia Politehnicii.

Orice informaţii în legătură cu simpozionul se pot obţine de la :

„Symposium Committee Polytechnic Institute of Brooklyn" 333 Jay Street; Brooklyn New York 11201

Colocviu internaţional de tehnica memoriilor

5—10 aprilie 1965, Paris

Societatea franceză de electronică şi radio (S.F.E.R.) organizează, sub patronajul Uniunii ştiinţifice internaţionale de radio (U.R.S.I.) şi al Federaţiei naţionale a industriilor electronice (F.N.I.E.), între 5 şi 10 aprilie 1965 la Paris un colocviu internaţional, avînd ca temă „Tehnica memoriilor". Organizatorii îşi propun a solicita unor personalităţi marcante din domeniul tehnicii memoriilor pentru calculatoarele electronice să prezinte participanţilor la colocviu expuneri de sinteză asupra acestor probleme.

Aceste expuneri vor scoate în evidenţă argumentele fizice care limitează performanţele dispozitivelor fabricînd diverse tipuri de memorii, indicînd totodată pentru care dispozitive sînt posibile progrese, perspective de viitor şi direcţiile de dezvoltare a cercetărilor. Expunerile se vor limita la memorii fizice care utilizează „suporţi materiali" ficşi sau mobili pentru informaţii, ca: ferite, microfilme magnetice sau supraconductoare, grile acumulatoare ale tuburilor electronice de memorii, linii de întîrziere, benzi, cartele, discuri şi tambure magnetice.

Lucrările prezentate la colocviu se vor repartiza pe următoarele trei domenii mari:

1. *Materiale şi fenomene fundamentale.* Comunicările repartizate în această grupă se vor referi la materialele care redau fenomenele fundamentale, ca: magnetismul, feroelectricitatea, semiconductibilitatea, optoelectronica, supraconductibilitatea. Autorii îşi vor dezvolta comunicările în măsura în care subiectul expus contribuie direct la concepţia şi realizarea dispozitivelor de memorie.

2. *Elemente.* Aceste comunicări vor trata performanţele intrinseci şi posibilităţile de utilizare a elementelor de memorie, viteza de comutaţie, consumul de energie, conservarea informaţiei, dimensiuni fizice, comportarea la temperatură, siguranţa lor etc.

3. *Dispozitive şi sisteme.* Această categorie va cuprinde trei domenii: organizarea şi realizarea memoriilor sub aspect tehnologic şi logic şi influenţa asupra calculatoarelor; tehnica aplicării memoriilor, în măsura în care ele furnizează indicaţii pentru a exprima memoriile şi orientarea cercetării; sistemele electronice asociate dispozitivelor ca organe de selecţie, de înscriere şi citire.

În final se va organiza o expunere de sinteză asupra tehnicii actuale în realizarea memoriilor, o comparare a posibilităţilor lor şi perspectivele de viitor ale memoriilor în tratarea informaţiei.

În timpul desfăşurării colocviului va fi asigurată traducerea simultană a comunicărilor în limbile franceză şi engleză.

Informaţii se pot obţine de la secretariatul administrativ al colocviului, la adresa:

Colloque International „MÉMOIRES"
16, rue de Presles, Paris — 15-e France.

„Electronics letters"

Acesta este titlul unei noi reviste care va apărea lunar în Anglia, începînd din anul 1965, la cererea cercetătorilor ştiinţifici din domeniul electronicii, şi care va publica în special scurte scrisori (informaţii), de aproximativ 800 cuvinte, despre unităţile de cercetare ştiinţifică din întreaga lume. Aceste scrisori vor prezenta ultimele rezultate şi preocupări ale cercetătorilor ştiinţifici din domeniul electronicii şi subiecte înrudite.

Scopul ei este de a publica scrisorile într-un interval de două pînă la şase săptămîni de la primirea lor.

Activitatea pregătitoare pentru apariţia acestei reviste este coordonată de un colectiv de cercetători ştiinţifici din domeniul electronicii, care îşi propun, printre altele, ca, costul unui abonament anual să nu depăşească 2 lire sterline. Volumul revistei va depinde de numărul scrisorilor primite din partea cercetătorilor ştiinţifici.

După terminarea operaţiilor de pregătire şi organizare a activităţii revistei conducerea ei va fi încredinţată unui colectiv redacţional internaţional format din specialişti de elită în electronică.

„Electronics Letters" va fi o revistă internaţională, fiind astfel de un mare interes pentru inginerii electronişti, permiţîndu-le o informare rapidă şi generală a ideilor şi preocupărilor din cercetarea electronică.

Revista este editată de „The Institution of Electrical Engineers" din Londra.

Congresul al III-lea I.F.A.C.

După cum s-a mai anunţat, al treilea Congres al Federaţiei internaţionale de control automat (I.F.A.C.) se va ţine la Londra, între 20 şi 26 iunie 1966.

Cu organizarea congresului a fost însărcinat, de către I.F.A.C., Consiliul de Automatică al Marii Britanii, în colaborare cu secretariatul I.F.A.C. şi organizaţiile naţionale membre ale I.F.A.C.

Pentru lucrările ce se vor prezenta la congres se propune următoarea grupare:

1) *Teorie generală:* Sisteme discrete, sisteme stohastice, sisteme optimale, sisteme cu autoînvăţare, siguranţa în funcţionare, criterii de performanţă şi evaluare.

2) *Aplicaţii:* dinamica proceselor, aplicaţii ale calculatoarelor („on and off-line"), aplicaţii ale optimizărilor şi reglării adaptive.

3) *Elemente:* elemente numerice, amplificatoare cu fluid, acţionări în vehicule spaţiale, elemente noi cu scheme rigide (Solidstate) şi utilizarea lor în dispozitivele de reglare, elemente bionice, teoria elementelor orientate către lărgirea aplicaţiilor elementelor existente, caracteristicile elementelor şi determinarea lor.

4) *Administraţie şi economie:* utilizarea teoriei reglajului automat şi a calculatoarelor în administraţie şi economie, consecinţele economice ale introducerii calculatoarelor sau echipamentelor de reglare automată etc.

Vor fi acceptate şi unele comunicări referitoare la automatizarea transporturilor şi bio-ingineriei.

Paralel cu lucrările congresului se vor prezenta şi conferinţe de sinteză care vor scoate în evidenţă aspecte semnificative ale teoriei reglajului, elementelor şi aplicaţiilor, destinate a ajuta pe participanţi să-şi formeze o privire de ansamblu asupra lucrărilor congresului.

Cei care doresc să prezinte comunicări la congres se pot informa la Consiliul naţional al inginerilor şi tehnicienilor din R.P.R., care va pune la dispoziţia solicitanţilor instrucţiuni pentru autori şi alte informaţii necesare.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.317.2.001.57: 517.946.9

Тетельбаум, И. М. и *Петреску, А.:*

Новый метод моделирования задач с предельными условиями в областях с изменяющейся общей границей, с помощью электрических сетей.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр. 1965, стр. 1–3

Дается теоретическое обоснование нового способа моделирования задач с предельными условиями в областях с общей изменяющейся границей с использованием трансформаторов. Показаны условия, которым должны соответствовать трансформаторы для снижения погрешностей метода.

ДК 621–501.1: 517.494

Беля, К.:

Метод конечных разниц в теории непрерывных автоматических систем.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр.1965, стр. 4–11

Описывается расчетный алгоритм с конечными разницами и его применение для изучения расчета и проектирования линейных и нелинейных автоматических самонастраивающихся систем.

ДК 621–531.4 + 503.55: 621.9

Давидович, А. и *Прокопович Е.:*

Программирование станков с программным цифровым позиционным управлением.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр. 1965, стр. 12–15

Рассматриваются вопросы, возникающие при программировании станков с цифровым позиционным программным управлением, а также решение этих вопросов при разработке и конкретном осуществлении программирующего устройства.

ДК 621.372.2: 621.3.012.8: 537.311.33

Петреску, М.:

Влияние гармонического низкочастотного сигнала на свободные колебания в цепи „LC" с емкостью вплавленного перехода $p-r$.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр. 1965, стр. 16–23

Анализируются колебания с модулируемой частотой и амплитудой, возникающие в цепи „LC" с нелинейной емкостью вплавленного перехода $p-r$ в присутствии гармоничного низкочастотного нарушения.

ДК 621.373.52.018.46: 537.311.33

Самакиша, Г.:

Влияние накопленного заряда в области коллектора на время накопления транзистора.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр. 1965, стр. 24–27

Анализируется влияние заряда накопленного в области коллектора на продолжительность накопления различных конструкций транзисторов. Приводятся расчетные формулы для времени накопления при учете этого заряда.

ДК 621.318.381: 538.551.21

Теодореску, И., Белушика, И. и *Маковей, М.:*

Автоматическая настройка резонансной системы циклотрона У—120.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр. 1965, стр. 28–31

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621–503.5: 518.5: 621.372

Ниту, К.:

Регулировка аадачи оптимизации с помощью аналоговых машин.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр. 1965, стр. 32–35

ДК 518.5: 616/617–073.7

Негоица, К.:

Новейшие тенденции в области применения цифрового счетно-решающего устройства для постановки диагноза.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, янв.–февр. 1965, стр. 35–39

НОВОСТИ 39–42
РЕЦЕНЗИИ 43–45
ДОКУМЕНТАЦИЯ 45–46
ХРОНИКА 46–48

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.317.2.001.57 : 517.946.9

TETELBAUM, I. M. und PETRESCU, A.

Eine neue Gestaltungsmethode der Probleme mit Hilfe elektrischer Netze unter beschränkten Bedingungen in Bereichen mit veränderlicher gemeinsamer Grenze.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1, Jan–Febr 1965, S. 1–3

Eine neue Methode der Probleme unter beschränkten Bedingungen in Bereichen mit veränderlicher gemeinsamer Grenze durch Verwendung von Transformatoren wird theoretisch begründet. Es werden die Voraussetzungen angezeigt, die die Transformatoren zur Verminderung der Fehlergebnisse dieser Methode erfüllen müssen.

DK 621–501.1 : 517.494

BELEA, C. :

Methode der begrenzten Differenzen in der Theorie der kontinuierlichen automatischen Systeme.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1, Jan–Febr 1965, S. 4–11

Es wird der Algorhythmus der Berechnung mit begrenzten Differenzen und dessen Anwendung beim Studium, der Berechnung und der Projektierung von automatischen linearen, nichtlinearen und Selbstabstimmungssystemen dargelegt.

DK 621–531.4 + 503.55 : 621.9

DAVIDOVICIU, A. und PROCOPOVICI, E. :

Programmeinheit der Werkzeugmaschinen mit nummerischer positioneller Programmsteuerung.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1, Jan–Febr 1965, S. 12–15

Es werden die Probleme behandelt, die bei der Programmierung der Werkzeugmaschinen mit positioneller Programmsteuerung auftauchen. Es wird ferner gezeigt, wie diese Probleme bei der Ausarbeitung und konkreten Verwirklichung einer Programmiervorrichtung gelöst wurden.

DK 621.372.2 : 621.3.012.8 : 537.311.33

PETRESCU, M. :

Der Einfluss eines harmonischen Niederfrequenzsignals auf die freien Schwingungen im LC-Kreis mit verbundene p-n-Übergangskapazität.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1, Jan–Febr 1965, S. 16–23

Es werden die Frequenz-und amplitudenmodulierten Schwingungen analysiert die im LC-Kreis mit nichtlinearer Kapazität eines verbundenen p-n-Übergangs in Anwesenheit einer harmonischen Niederfrequenzstörung eintreten.

DK 621.373.52.018.46 : 537.311.33

SAMACHIŞĂ, GH. :

Der Einfluss der gespeicherten Belastung im Bereich des Kollektors auf die Speicherzeit eines Transistors.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1, Jan–Febr 1965, S. 24–27

Es wird der Einfluss der gespeicherten Belastung im Bereich des Kollektors auf die Speicherzeit für verschiedene Transistortypen analysiert. Es werden Berechnungsrelationen für die Speicherzeit im Anbetracht dieser Belastung angeführt.

DK 621.318.381 :538.551.21

TEODORESCU, I., BELUŞICĂ, I. und MACOVEI, M. :

Automatische Abstimmung des Resonanzsystems des U-120-Zyklotrons.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1. Jan–Febr 1965, S. 28–31

FÜR DEN JUNGINGENIEUR

DK 621–503.5 : 518.5 : 621.372

NITU, C. :

Lösung eines Optimalisierungsproblems mit Analogrechenmaschinen.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1, Jan–Febr 1965, S. 32–35

DK 518.5 : 616/617–073.7

NEGOIŢĂ, C. :

Ausrichtungen in der Verwendung des numerischen Rechners bei der Festlegung der Diagnose.

Automatica şi Electronica, 9, H. 1, Jan–Febr 1965, S. 35–39

NEUHEITEN 39–42
BUCHBESPRECHUNGEN 43–45
DOKUMENTATION 45–46
CHRONIK 46–48

SOMMAIRE

CD 621.317.2.001.57 : 517.946.9

TETELBAUM, I. M. et PETRESCU, A. :

Une nouvelle méthode de modelage, à l'aide des réseaux électriques, des problèmes à conditions — limite dans les domaines qui ont une frontière commune variable.

Automatica şi Electronica, 9, no. 1, jan–févr 1965, p. 1–3

On pose les fondements d'une nouvelle méthode de modelage des problèmes à conditions-limite dans les domaines qui ont une frontière commune variable, en utilisant des transformateurs. On énumère les conditions à remplir par les transformateurs pour diminuer les erreurs de la méthode.

CD 621–501.1 : 517.494

BELEA, C. :

La méthode des différences finies selon la théorie des systèmes automatiques continus.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–févr 1965, p. 4–11

L'auteur présente l'algorithme à différences finies et son emploi à l'étude, au calcul et à l'établissement du projet des systèmes automatiques linéaires, non-linéaires et auto-accordables.

CD 621–531.4 + 503.55 : 621.9

DAVIDOVICIU, A. et PROCOPOVICI, E. :

Unité pour établir le programme des machines-outils à commande-programme numérique de positionnement.

Automatica şi Electronica, 9, no. 1, jan–févr 1965, p. 12–15

On passe en revue les problèmes posés lors de l'établissement du programme des machines-outils à commande-programme numérique de positionnement et la manière dont ces problèmes ont été résolus durant l'élaboration et la réalisation pratique d'un dispositif qui sert à fixer le programme.

CD 621.372.2 : 621.3.012.8 : 537.311.33

PETRESCU, M. :

L'influence d'un signal harmonique de basse fréquence sur les oscillations libres dans le circuit LC ayant la capacité de la jonction p–n alliée.

Automatica şi Electronica, 9, no. 1, jan–févr 1965, p. 16–23

L'auteur analyse les oscillations, modulées selon la fréquence et l'amplitude, qui ont lieu dans un circuit LC ayant la capacité non-linéaire d'une jonction p–n alliée, en présence d'une perturbation harmonique de basse fréquence.

CD 621.373.52.018.46 : 537.311.33

SAMACHIŞĂ, GH. :

L'influence de la charge stockée dans la région du collecteur sur le temps de stockage d'un transistor.

Automatica şi Electronica, 9, no. 1, jan–févr 1965, p. 24–27

On examine l'influence de la charge stockée dans la région du collecteur sur le temps de stockage, pour plusieurs types de transistors. On donne les relations mathématiques pour le temps de stockage lorsque l'on tient compte de cette charge.

CD 621.318.381 : 538.551.21

TEODORESCU, I., BELUŞICĂ, I. et MACOVEI, M. :

L'accord automatique du système résonnant du cyclotron U-120.

Automatica şi Electronica, 9, no. 1, jan–févr 1965, p. 28–31

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621–503.5 : 518.5 : 621.372

NITU, C. :

Le réglage d'un problème d'optimisation avec l'aide des machines analogiques.

Automatica şi Electronica, 9, no. 1, jan–févr 1965, p. 32–35

CD 518.5 : 616/617–073.7

NEGOIŢĂ, C. :

Tendances dans l'utilisation du calculateur numérique pour l'établissement du diagnostic.

Automatica şi Electronica, 9, no. 1, jan–févr 1965, p. 35–39

ACTUALITÉS 39–42
COMPTES RENDUS 43–45
DOCUMENTATION 45–46
CHRONIQUE 46–48

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLYA

CONTENTS

DC 621.317.2.001.57 : 517.946.9

TETELBAUM, I. M. and PETRESCU, A. :

A new modelling method of boundary condition problems in fields with variable common frontier by means of electric networks.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 1–3

A new modelling method of boundary condition problems in fields with variable common frontier by means of transformers is theoretically substantiated. The requirements to be met by the transformers in order to reduce the errors of the method are pointed out.

DC 621–501.1 : 517.494

BELEA, C. :

The method of finite differences in the theory of continous automatic systems.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 4–11

The author presents the calculus algorithm with finite differences and its utilization in studying, calculating and designing automatic linear, nonlinear and self-tunable systems.

DC 621–531.4 + 503.55 : 621.9

DAVIDOVICIU, A. and PROCOPOVICI, E. :

A programme unit for machine-tools with positioning digital control programme.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 12–15

The paper presents the problems connected with the programming of machine-tools with positioning digital control programme and the way in which these problems have been practically solved in the working out and execution of a programme device.

DC 621.372.2 : 621.3.012.8 : 537.311.33

PETRESCU, M. :

The influence of a low-frequency harmonic signal on the free oscillations in the LC circuit with allied pn-junction capacity.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 16–23

The author analyses the oscillations modulated in frequency and amplitude occurring in a LC circuit with the nonlinear capacity of an allied pn-junction in the presence of a low-frequency harmonic disturbance.

DC 621.373.52.018.46 : 537.311.33

SAMACHIŞĂ, GH. :

The influence of the charge stored in the collector region on storage time in transistors.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 24–27

The influence of the charge stored in the collector region on the storage time is analysed for different types of transistors. The calculus relations for the storage time are given taking into account the mentioned charge.

DC 621.318.381 : 538.551.21

TEODORESCU, I., BELUŞICĂ, I. and MACOVEI, M. :

The automatic tuning of the resonant system of a U-120 cyclotron.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 28–31

THE YOUNG ENGINEER's GUIDE

DC 621–503.5 : 518.5 : 621.372

NITU, C. :

The solution of an optimizing problem by means of analogical machines.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 32–35

DC 518.5 : 616/617–073.7

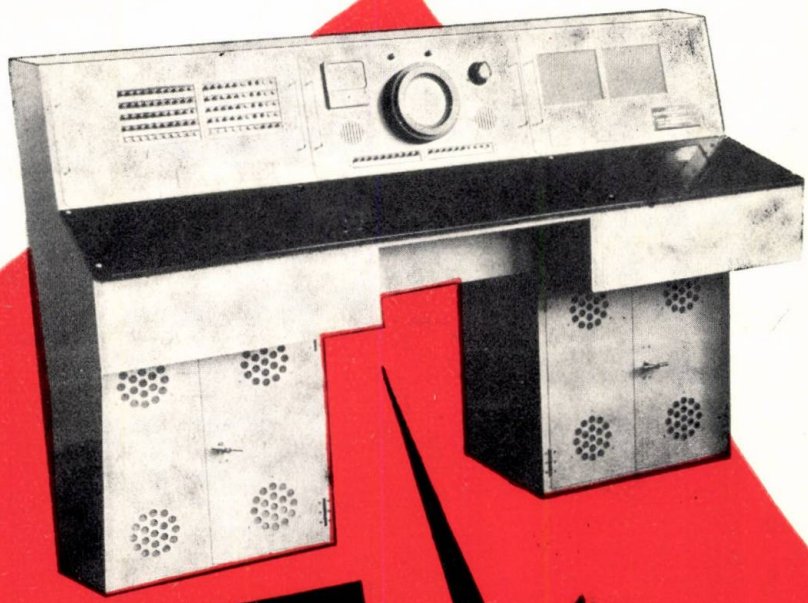
NEGOIŢĂ, C. :

Some trends in the utilization of digital computers for diagnosis establishment purposes.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 1, jan–febr 1965, p. 35–39

NEWS 39–42
REVIEWS 43–45
DOCUMENTATION 45–46
CHRONICLE 46–48

MICM ICPE



INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI, BD. T. VLADIMIRESCU 45, TELEFON 16.41.40, 16.41.48

primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

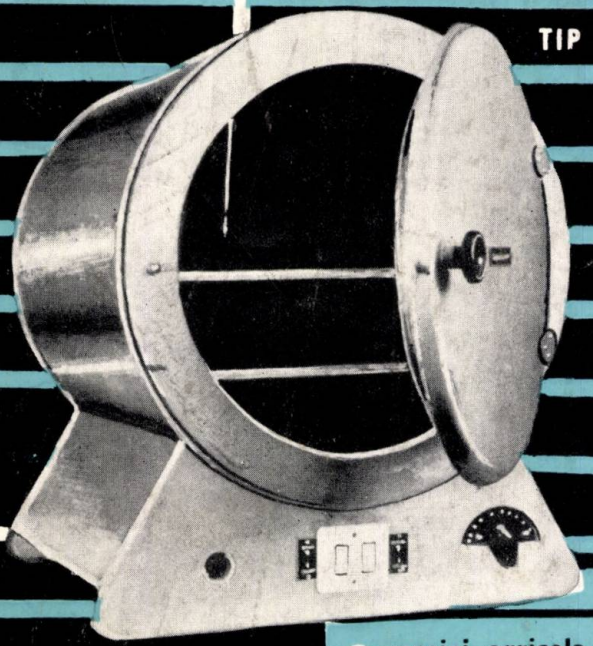
Institutul execută studii, încercări, omologări şi execuţii de prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

UZINA TEHNOMETAL TIMIŞOARA

produce:

• ETUVA ELECTRICĂ

TIP E 150



Camera de încălzire
Ø 395 × 390 mm
Domeniul temperaturilor de lucru 40 — 15°C
Menţinerea temperaturii se face cu o precizie de ±2 la 130°C

La cerere se livrează cu accesorii pentru determinarea umidităţii produselor agricole vegetale

- maşini agricole pentru selectarea şi tratarea seminţelor;
- utilaje complete pentru complexe avicole;
- uscătoare de furaje verzi;
- instalaţii complexe de nutreţuri combinate;
- instalaţii complexe pentru silozuri;
- transportoare cu melc şi cu bandă;
- elevatoare simple şi duble;
- utilaje pentru fabricile de zahăr şi de ulei;
- lanţuri industriale şi comerciale;
- cablu pentru vitezometre la autovehicule;
- o gamă variată de ţesături şi împletituri din sîrmă, cum şi table perforate.

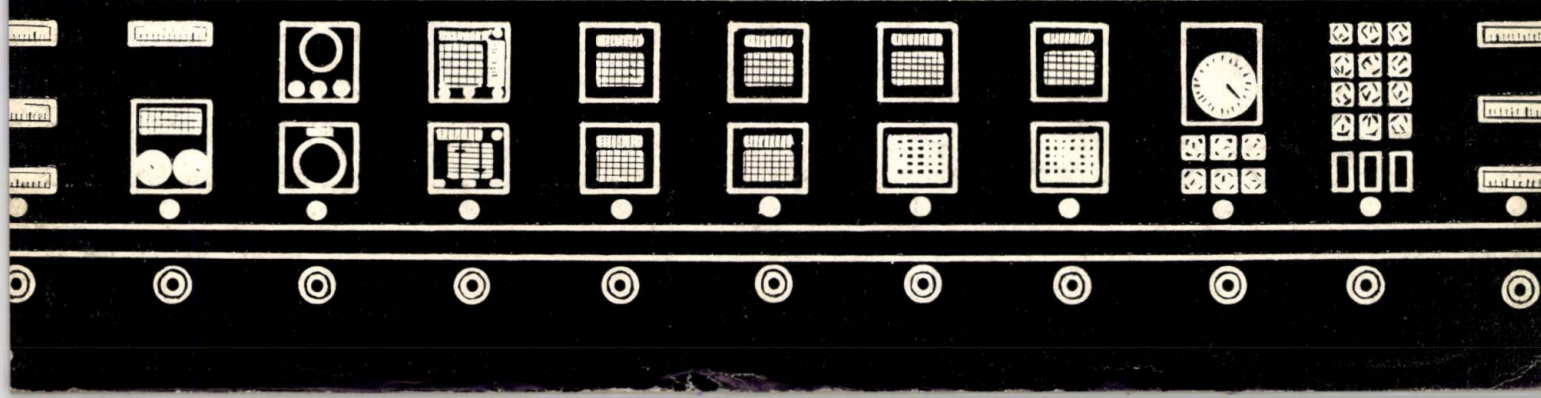
ucm

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

2

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 9 • NR. 2 • MARTIE — APRILIE • 1965

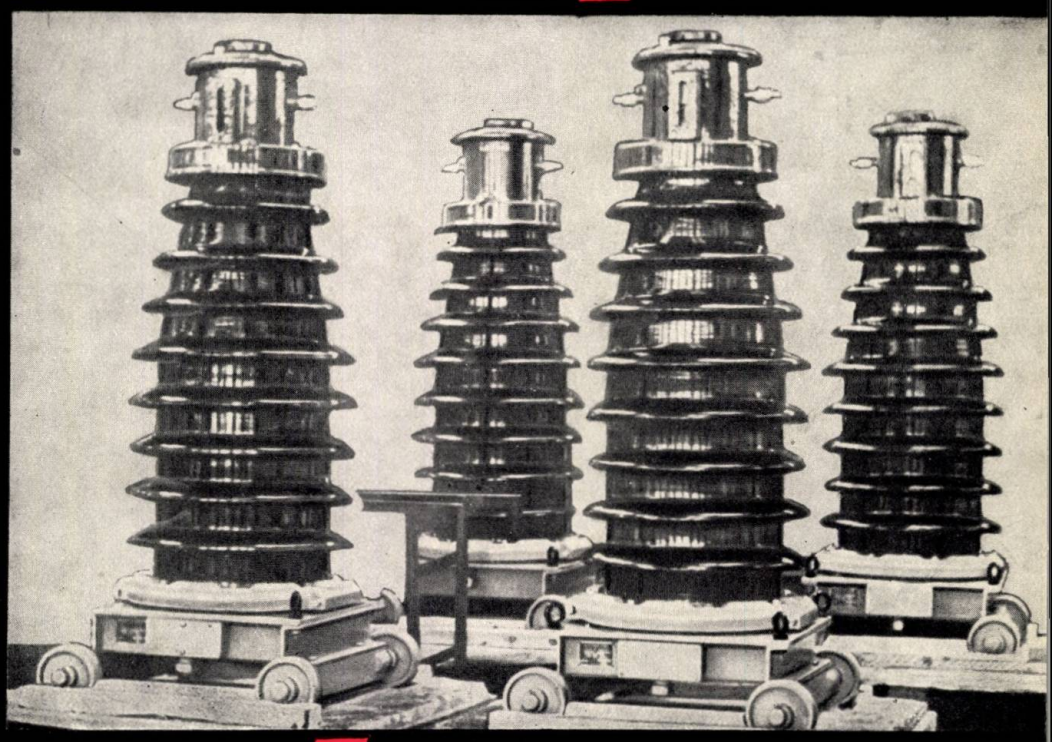


Livrează

TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

DE CURENT ŞI DE TENSIUNE
ÎNTR-O GAMĂ LARGĂ:

6, 10, 15, 25, 35 şi 110 kV ● 5 — 5 000 A (toate valorile intermediare standardizate) ● diferite combinaţii ale claselor de precizie, ale puterilor secundare şi ale coeficienţilor de saturaţie ● diferite tipuri constructive, compacte, cu gabarite reduse ● în ulei, în carcase de bachelită, înglobate în material plastic.



UZINEL ELECTROPUTERE

craiova

ORS. ZÁGOSMŰSZAKI VÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1383

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 9 (1965), nr. 2 (martie—aprilie), p. 49—96

CUPRINS

CZ 538.565.5 :621.373.52

BÓDI, A. :

Utilizarea capacităţii joncţiunii pn la vizualizarea tridimensională pe oscilograf a curbelor de rezonanţă ale circuitelor cuplate.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, martie-aprilie 1965, p. 49—52

Se prezintă o instalaţie experimentală pentru vizualizarea tridimensională a curbelor de rezonanţă ale circuitelor cuplate şi se propune un sistem de reglaj electronic al cuplajului.

CZ 621.34—529 :621.944.073.2 :518.5

DAMSKER, D. :

Automatizarea complexă cu calculatoare electronice a laminorului de tablă groasă de la Combinatul siderurgic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Galaţi.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, martie-aprilie 1965, p. 52—59

Se expun, pe scurt, funcţiunile automatizării complexe a laminorului, realizate cu ajutorul calculatoarelor electronice. Sînt descrise pe larg caracteristicile tehnice ale calculatoarelor, echipamentul de legare cu procesul şi echipamentul periferic.

CZ 661.7—53 :652.753.12

DUMITRESCU, S. şi MARINOIU, V. :

Caracteristici statice şi dinamice ale coloanelor de fracţionare.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, martie-aprilie 1965, p. 59—64

Lucrarea cuprinde unele probleme legate de studiul staticii şi dinamicii procesului de fracţionare din coloanele cu talere. Sînt prezentate unele caracteristici dinamice ridicate experimental pe coloane de fracţionare industriale.

CZ 621.318.381.013.32 :539.17

ÎNDREAŞ, GR. :

Sistemul deflector al ciclotroanelor clasice.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, martie-aprilie 1965, p. 65—75

Se expun cele mai cunoscute sisteme de ejecţie a particulelor grele, cum şi metodele de calcul al lor. Pe baza calculelor efectuate se prezintă tehnica programării acestora la calculatoarele electronice.

CZ 621—503.3:621.373.431.2

BASARAB, S. :

O metodă tip de sinteză a automatelor finite fără memorie, cu mai multe ieşiri, realizate cu elemente de comutaţie statică.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, martie-aprilie 1965, p. 76—80

Se prezintă o metodă de sinteză optimală a automatelor finite fără memorie, cu mai multe intrări şi mai multe ieşiri, realizate cu elemente de comutaţie statică „NICI".

CZ 621.375.132.029.6

CONSTANTIN, P. :

Caracteristicile amplificatoarelor de audiofrecvenţă cu cuplaj R—C, cu tranzistoare, în domeniul frecvenţelor înalte.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, martie-aprilie 1965, p. 80—85

Se face studiul amplificatoarelor de audiofrecvenţă cu tranzistoare, în domeniul frecvenţelor înalte, utilizînd circuitul echivalent Giacoletto.

Se stabilesc relaţii de calcul pentru amplificarea de tensiune, de curent pentru frecvenţa limită superioară şi se prezintă rezultatele experimentale obţinute.

ACTUALITĂŢI	85—90
RECENZII	91—93
DOCUMENTARE	93—95

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în ştiinţe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIŞAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Redactor: ing. M. Constantin

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3. Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri; lei 90 anual. Costul unui exemplar 5 lei.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informaţia". Str. Brezoianu nr. 23—25, Bucureşti, c. 659.
Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

40545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 538.565.5 :621.273, 52

Боди, А.:

Применение способности перехода *p-n* для трехразмерного обозрения на осциллографе резонансных кривых связанных цепей.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, март–апрель 1965. стр. 49–52

Описывается экспериментальная установка для трехразмерного обозрения резонансных кривых связанных цепей и предлагается электронная регулировочная схема для связи.

ДК 621.34–529 :621.944.073.2.518.5

Дамскер, Д.:

Комплексная автоматизация прокатного стана для толстолистовой стали на Галацком металлургическом комбинате им. Георге Георгиу-Деж с помощью электронных счетно-вычислительных машин.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, март–апрель 1965, стр. 52–59

Вкратце излагаются функции комплексной автоматизации прокатного стана, осуществленные с помощью электронных счетно-вычислительных машин. Подробно описываются техническая характеристика счетно-вычислительных машин, оборудования для связи с процессом и расположенное на расстоянии оснащение.

ДК 661.7–53 :652.753.12

Думитреску, С. и Мариною, В.:

Статические и динамические характеристики фракционирующих колонн.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2 март–апрель 1965, стр. 59–64

В работе рассматривается ряд вопросов, связанных с изучением тактики и динамики процесса фракционирования в тарелочных колоннах. Приводится ряд динамических характеристик, снятых экспериментально на промышленных фракционировочных колоннах.

ДК 621.318.381.013.32 :539,17

Индреаш, Г.:

Дефлекторная система классических циклотронов.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2 март–апрель 1965, стр. 65–75

Рассматриваются наиболее известные эжекторные системы тяжелых частиц, а также методы их расчета. На основании проведенных расчетов описывается техника их программирования для электронных счетно-вычислительных машин.

ДК 621–503.3 :621.373.431.2

Басараб, С.:

Типовой метод синтеза конечных незапоминающих автоматов с несколькими выходами, осуществленных с элементами статической коммутации.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, март–апрель 1965, стр. 76–80

Описывается метод оптимального синтеза незапоминающих конечных автоматов с несколькими входами, осуществленных с элементами статической коммутации „НИ ... НИ".

ДК 621.375.132.029.6

Константин. П.:

Характеристики усилителей звуковой частоты со связью Р—С, на транзисторах, в области высоких частот.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, март–апрель 1965, стр. 80–85

Изучаются транзисторные усилители звуковой частоты в высокачестотной области, с применением эквивалентной цепи Джаколетто.

Установлены расчетные уравнения усиления напряжения тока для предельной верхней частоты и описываются полученные экспериментальные результаты.

НОВОСТИ 85–90
РЕЦЕНЗИИ 91–93
ДОКУМЕНТАЦИЯ 93–95

INHALTSVERZEICHNIS

DK 538.565.5 :621.373.52

BÒDI, A.:

Die Verwendung der Kapazität des pn-Übergangs zur dreidimensionalen Reglung der Resonanzkurven der gekoppelten Kreise am Oszillograph.

Automatica şi Electronica 9, H. 2, März-April 1965, S. 49–52

Der Verfasser beschreibt eine Versuchsanlage zur dreidimensionalen Darstellung der Resonanzkurven gekoppelter Kreise und schlägt ein elektronisches Reglersystem der Kopplung vor.

DK 621.34–529 :321.944.073.2 :518.5

DAMSKER, D.:

Komplexe Automation des Grobblechwalzwerkes im Hüttenkombinat „Gheorghe Gheorghiu-Dej"—Galaţi mit Hilfe von elektronischen Rechnern.

Automatica şi Electronica 9, H. 2, März-April 1965, S. 52–59

Es werden zusammenfassend die komplexen automatisierten Vorgänge des Walzwerks, die mit Hilfe von elektronischen Rechnern durchgeführt werden dargelegt. Der Verfasser beschreibt eingehend die technischen Kenndaten der Rechenautomaten, die Verbindungsanlage mit dem Fertigungsprozess und die Aussenanlagen.

DK 661.7–53 :652.753.12

DUMITRESCU, S. und MARINOIU, V.:

Statische und dynamische Kennzeichen der Fraktionssäulen.

Automatica şi Electronica 9, H. 2, März-April 1965, S. 59–64

Der Aufsatz umfasst einige Probleme im Zusammenhang mit der Untersuchung der Statik und Dynamik des Fraktionierungsprozesses in den Fraktionssäulen mit Böden. Es werden einige dynamische Kenndaten dargelegt, die versuchsweise an industriellen Fraktionssäulen ermittelt wurden.

DK 621.318.381.013.32 :539.17

INDREAŞ, GR.:

Ablenkungssystem der klassischen Zyklotrone.

Automatica şi Electronica 9, H. 2, März-April 1965, S. 65–75

Es werden die bekanntesten Ejektionssysteme der schweren Teilchen und deren Berechnungsverfahren dargelegt. Auf Grund der vorgenommenen Berechnungen wird die Technik ihrer Programmierung an elektronischen Rechnern angeführt.

DK 621–503,3 :621,373.431.2

BASARAB, S.:

Ein typisiertes Syntheseverfahren der speicherlosen Endautomaten mit mehreren Ausgängen, die mit statischen Umschaltungselementen gebaut sind.

Automatica şi Electronica 9, H. 2, März-April 1965, S. 76–80

Es wird ein Verfahren zur optimalen Synthese der speicherlosen Endautomaten mit mehreren Ein-und Ausgängen, die mit statischen Umschaltungselementen „NOR" ausgerüstet sind dargelegt.

DK 621.375.132.029.6

CONSTANTIN, P.:

Kennlinien der transistorbestückten gekoppelten RC—Tonfrequenzverstärker im Bereich der hohen Frequenzen.

Automatica şi Electronica 9, H. 2, März-April 1965, S. 80–85

Der Verfasser nimmt eine Untersuchung der transistorbestückten Tonfrequenzverstärker mit Hilfe des äquivalenten Giacoletto-Kreises vor.

Es werden Berechnungsrelationen für Spannungsverstärker für die oberste Frequenzbegrenzung festgesetzt und die erzielten Versuchsergebnisse angeführt.

NEUHEITEN 85–90
BUCHBESPRECHUNGEN 91–93
DOKUMENTATION 93–95

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTA TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. IX (pag. 49 — 96) **nr. 2, martie — aprilie** **Bucureşti, 1965**

Ing. A. BÓDI

Utilizarea capacităţii joncţiunii pn la vizualizarea tridimensională pe osciloscraf a curbelor de rezonanţă ale circuitelor cuplate

Dacă se cere reprezentarea bidimensională a funcţiilor cu două variabile independente pe cale oscilografică, pe ecran apare o familie de curbe caracteristice [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7], de exemplu, caracteristicile de grilă ale unui tub electronic.

În cazul reprezentării tridimensionale, familia de curbe caracteristice creează o suprafaţă pe ecranul osciloscopului [8], [9].

Metodele pentru reprezentările osciloscopice tridimensionale sînt următoarele : reprezentarea axonometrică, proiectivă, perspectivă şi stereoscopică.

Reprezentarea axonometrică înseamnă folosirea unui sistem de coordonate, unde axele x şi z sînt perpendiculare între ele şi se găsesc în planul ecranului, iar axa y se situează oblic faţă de aceste axe [10].

Reprezentarea proiectivă înseamnă că două axe ale unui sistem dreptunghiular sînt rotite cu un unghi oarecare în jurul axei a treia [11], [12].

Reprezentarea în perspectivă înseamnă, în plus, faţă de reprezentarea proiectivă, a face ca liniile paralele să se întîlnească într-un singur punct [13].

Reprezentarea stereoscopică este rezultatul proiectării a două imagini corespunzătoare pe acelaşi ecran [11]. Plasticitatea imaginilor obţinute cu aceste metode creşte în ordinea în care au fost prezentate.

Posibilitatea folosirii lor pentru măsurări cantitative, scade cu plasticitatea imaginii. Din punctul de vedere al scopului practic, cea mai potrivită este metoda proiectivă care va fi utilizată. Reprezentarea aceasta permite măsurări cantitative, imaginea obţinută fiind în acelaşi timp şi intuitivă.

În unele cazuri, la ridicarea oscilogramelor tridimensionale, tensiunea care are rolul parametrului este variată în mod continuu, primind astfel o suprafaţă continuă. Pentru a obţine pe această suprafaţă curbe corespunzătoare la diferite valori date ale parametrului se modulează luminozitatea spotului. Curbele astfel obţinute nu sînt însă niciodată fidele din cauza variaţiei parametrului. Se obţin curbe mai fidele prin varierea în trepte a parametrului.

Deoarece la ridicarea caracteristicii de frecvenţă a circuitelor cuplate în funcţie de cuplaj este greu de realizat varierea cuplajului pe cale electronică, pînă în prezent s-au folosit metode electromecanice [13].

Un cuplaj reglabil electronic poate fi realizat uşor dacă, drept element de cuplaj, se foloseşte o diodă de germaniu [14].

Întrucît sarcina înmagazinată în regiunile P şi N ale barierei unei joncţiuni pn, alimentată în sensul invers conducţiei, depinde de tensiune [15], [16], dioda funcţionează ca un condensator cu capacitatea dependentă de tensiune [17], [18].

Autorul a folosit, în locul diodei, joncţiunea colector-bază a unui tranzistor PNP, a cărui capacitate depinde de tensiune (fig. 1).

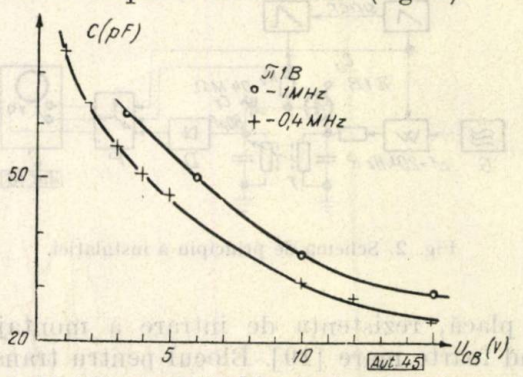


Fig. 1. Variaţia capacităţii joncţiunii colector-bază a tranzistorului π 1 B în funcţie de tensiunea continuă aplicată în sens invers conducţiei, între colector şi bază.

Schema de principiu

La ridicarea automată a unei singure caracteristici de frecvenţă cu ajutorul unui osciograf catodic sînt necesare, în afară de cele două circuite cuplate T, un generator de înaltă frecvenţă G, un vobulator W şi un demodulator D. Dacă vrem să ridicăm o familie de curbe (parametrul fiind coeficientul de cuplaj) este necesară varierea cuplajului între cele două circuite de rezonanţă T, în ritmul repetiţiei tensiunii de deflecţie a oscilografului. Montajul propus îndeplineşte aceste cerinţe, deoarece conţine şi un condensator Cu, a cărui capacitate depinde de tensiune, şi un generator de tensiune în trepte GT sincronizat cu deflecţia orizontală a oscilografului. Dacă vrem să reprezentăm o curbă în spaţiu în reprezentare proiectivă, este necesar şi un etaj pentru transformarea coordonatelor curbelor P (fig. 2).

Fiindcă la reprezentarea proiectivă a curbelor este nevoie şi de amplificatorul orizontal al oscilografului, tensiunea în dinţi de ferăstrău a oscilografului nu poate fi folosită ca tensiune de vobulare şi este necesar în plus un generator de tensiune în dinţi de ferăstrău GD. Dintre aceste aparate componente se vor descrie numai acelea care prezintă oarecare particularităţi faţă de tipurile obişnuite. Grupul pentru realizarea cuplajului variabil conţine un tranzistor $\pi 1B$, un condensator trimer C_T şi o rezistenţă R_v. Condensatorul C_T serveşte pentru reglarea cuplajului mediu şi pentru a împiedica scurtcircuitarea tensiunii în trepte prin circuitul de rezonanţă (secundar). Rezistenţa R_v trebuie să fie destul de mare pentru a împiedica şuntarea circuitelor de rezonanţă prin rezistenţa internă a generatorului GT. Cerinţa principală faţă de demodulatorul D este ca să nu influenţeze factorul de calitate al circuitului oscilant. Condiţia aceasta este îndeplinită în cazul demodulatorului care foloseşte o triodă în regim de redresare

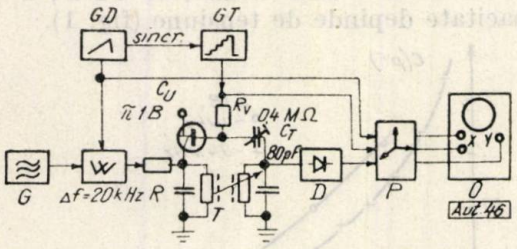


Fig. 2. Schema de principiu a instalaţiei.

pe placă, rezistenţa de intrare a montajului fiind foarte mare [19]. Blocul pentru transformarea coordonatelor P, în forma sa simplificată, a fost construit prima dată de Mac Kay [20] şi este capabil să execute transformările următoare :

$$x' = x\cos\theta - y\sin\theta$$
$$y' = x\sin\theta + y\cos\theta$$
$$z' = z$$

şi

$$y'' = z'\sin\Phi + y'\cos\Phi$$

cu o abatere de $\pm 10\%$.

Generatorul de tensiune în trepte GT furnizează o tensiune cu 16 trepte echidistante (fig. 3).

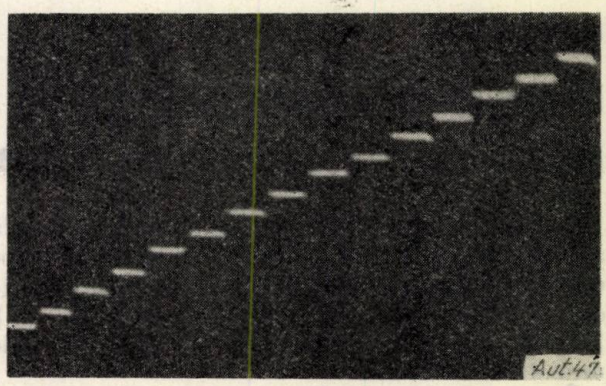


Fig. 3. Tensiunea de ieşire a generatorului GT.

Măsurări

Se reglează frecvenţa generatorului G pînă cînd frecvenţa de rezonanţă a circuitelor acordate T se găseşte la mijlocul benzii de frecvenţă a semnalului de ieşire a vobulatorului. După aceasta se reglează frecvenţele de repetiţie f_{GD} şi f_{GT} ale generatoarelor GD şi GT pînă cînd acestea îndeplinesc condiţiile :

$$f_{GD} = nf_{GT},$$

unde n înseamnă numărul treptelor (în cazul nostru $n = 16$). Pentru păstrarea acestui raport de frecvenţă este necesară sincronizarea generatorului GD.

Frecvenţa de repetiţie a tensiunii dreptunghiulare trebuie să fie cît se poate de joasă pentru a nu introduce distorsiuni. Pe de altă parte, frecvenţa de repetiţie a tensiunii în trepte nu se poate micşora sub o limită dată pentru care apare sclipirea imaginii (într-un caz concret, f_{GD} şi f_{GT} au avut valori de 1 078 Hz, respectiv 68 Hz). Cu ajutorul blocului P se pot regla unghiurile θ şi Φ între 0 şi 90°. Reglînd tensiunea de ieşire a generatorului GT şi amplificarea amplificatoarelor din osciograf, se potrivesc dimensiunile imaginii.

Pentru a mări plasticitatea imaginii se poate folosi modulaţia luminozităţii. În acest scop, cea mai potrivită este tensiunea generatorului GT.

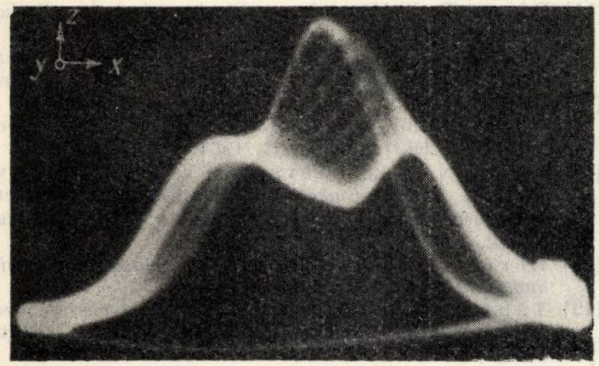


Fig. 4. Oscilograma curbelor de rezonanţă a circuitelor cuplate; x — axa frecvenţei; z — axa tensiunii; y (perpendicular pe planul xz) — axa parametrului (a coeficientului de cuplaj).

În cazul nostru, axa x este axa frecvenţei, axa z este axa tensiunii de ieşire a circuitelor cuplate, şi axa y (perpendiculară pe planul figurii) este axa parametrului (al coeficientului de cuplaj) (fig. 4).

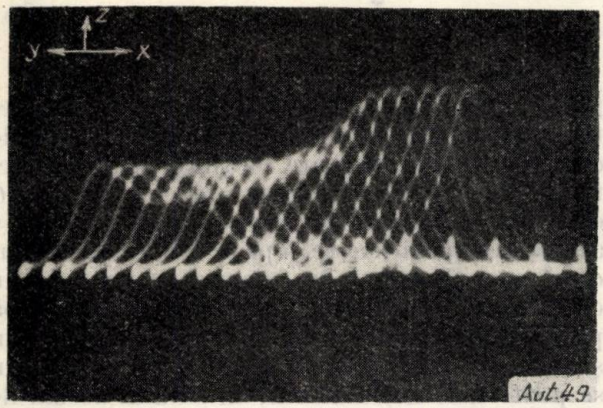


Fig. 5. Oscilograma curbelor de rezonanţă a circuitelor cuplate, rotită în jurul axei z.

Dacă, după o rotire în jurul axei z cu un unghi θ ($0 < \theta < 90°$) (fig. 5), se face încă o rotire cu un unghi Φ în jurul axei x, curbele apar într-o poziţie care creează senzaţia tridimensională a imaginii (fig. 6).

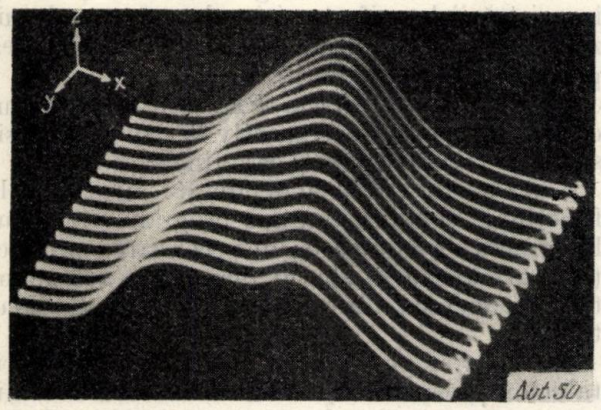


Fig. 6. Oscilograma curbelor de rezonanţă a circuitelor cuplate, rotită în jurul axelor z şi x.

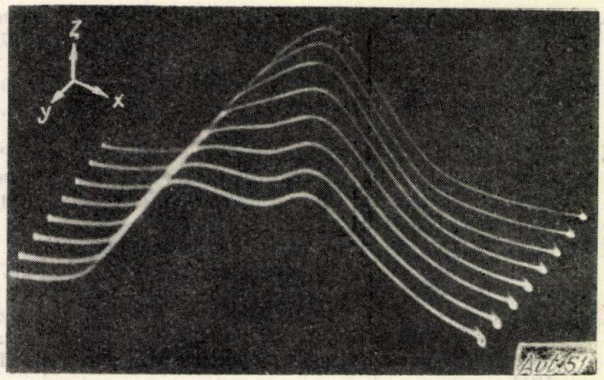


Fig. 7. Oscilograma curbelor de rezonanţă a circuitelor cuplate, rotită în jurul axelor z şi x după reglajul frecvenţei generatorului GD.

Reglînd frecvenţa de repetiţie a tensiunii de ieşire se poate obţine şi un număr mai mic de curbe decît 16 (fig. 7).

Concluzii

După cum rezultă din figurile 4—7, capacitatea joncţiunii pn a tranzistoarelor poate fi folosită pentru a realiza între circuite de rezonanţă un cuplaj capacitiv reglabil electronic.

Prin acest element se poate rezolva ridicarea automată a familiilor de curbe de rezonanţă a circuitelor cuplate capacitiv sau mixt, fără folosirea unui sistem electromecanic pentru varierea cuplajului. Eliminarea sistemului electromecanic prin înlocuirea lui cu un sistem electronic introduce o siguranţă şi o precizie mai mare în aceste măsurări.

Utilizînd varierea parametrului prin tensiunea în trepte la ridicarea tridimensională a caracteristicilor unui sistem, apare, în plus, şi posibilitatea modulării luminozităţii spotului, care accentuează caracterul de relief al imaginii. Metoda prezentată poate fi utilizată în toate locurile unde este necesară reprezentarea funcţiilor cu două variabile independente.

BIBLIOGRAFIE

[1] Millmann, I. şi Moskovitz, S. *Tracing tube caracteristics on an cathod-ray oscilloscope.* În: Electronics, vol. **14**, nr. 3, 1941, p. 36.

[2] Metking, H. E. *Producing tube curves on an oscilloscope.* În: Electronics, vol. **20**, nr. 11, 1947, p. 128.

[3] Moss, H. *Cathod ray tube Traces.* În: Electronic Engineering, vol. **21**, nr. 259, 1949, p. 52.

[4] Wood, K. E. şi Keenan, T. C. *A multi-trace cathod-ray tube displays.* În: Electronic Engineering, vol. **28**, nr. 337, 1956, p. 105.

[5] Kammerloher, J. şi Krebs, H. *Entwicklung eines Kennlinienschreibers für Senderöhren.* În: Funk und Ton, vol. **8**, nr. 9, 1954, p. 453.

[6] Bodi, A. *Compararea caracteristicii tuburilor electronice cu ajutorul generatorului de tensiune dreptunghiulară, cu ieşire în contratimp.* Studia Univ. Babeş-Bolyai, Physica, seria I, fasc. 1, 1959, p. 105.

[7] Bódi, A. *Lépcsofeszültség elöallitasa négyszógfestültség generátorok segitségével, elektromos paramétertől függő jelleggőrbék oszcillográfálásahoz.* În: Hiradastechnika, vol. **13**, nr. 3, 1962, p. 107.

[8] Schmitt, O. H. *Cathod-ray presentation of three dimensional data.* În : Journ. Appl. Phys., nr. 18, 1947, p. 819.
[9] Parker, E. şi Wallis, P. R. *Three dimensional cathode-ray tube displays.* În : Instn. Electr. Engrs., vol. **3**, nr. 95, 1948, p. 371.
[10] Vişenciuk, I. M., Sokolovski, E. P. şi Sveţkin, B. I. *Elektronnolucevoi oştilograf i evo primenenie v izmeritelnoi tehnike.* Moscova, Gos. izd. tehn. teor. lit., 1957, p. 220.
[11] Mac Kay, D. M. *Projective three-dimensional displays.* În : Electronic Engineering, vol. **21**, nr. 257, 1940, p. 249 şi în nr. 258, 1949, p. 281.
[12] Grevel, R., Gundlach, F. W. şi Herklotz, H. *Die Erzeugung von dreidimensionalen Messdiagramen mit dem Kathodenstrahloszillographen.* În : A.T.M. I, 1951.
[13] Zgut, M. A. *Nagliadnie posobia po radiotehnika.* Moscova, Sviazizdat, 1958, p. 123.
[14] Riga, P. *Elektronnaia regulirovka polosi.* În : Radio, nr. 4, 1959, p. 18.
[15] Steiner, T. şi Törö, L. *Aranytüs germanium diodák.* În : Radiotechnika, vol. **12**, nr. 4, 1963, p. 104.
[16] Duscenko, V. K. *Ob ustanovivcisia kolebaniah v konture s nelineinoi amkostiu p-n perehoda.* În : Radiotehnika i Elektronika, nr. 1, 1964, p. 91.
[17] Bagaev, V. S., Jerebţova, A. A. şi Pavlenko, V. A. *Emkost i posledovatelnoe soprotivlenie germanievi diodov.* În : Radiotehnika i Elektronika, nr. 12, 1961, p. 2036.
[18] Berman, L. S. *Nelineinaia poluprovodnikovaia amkost.* Moscova, Fizmatghiz, 1963.
[19] Tănăsescu, T. *Manual de tuburi şi circuite electronice,* vol. 3. Bucureşti Editura Academiei R.P.R., 1957, p. 442.
[20] Mac Kay, D. M. *A simple multidimensional C.R.T. display unit.* În : Electronic Engineering, vol. **32**, nr. 388, 1960, p. 344.

Ing. D. DAMSKER — Laureat al Premiului de Stat

Automatizarea complexă cu calculatoare electronice a laminorului de tablă groasă de la Combinatul siderurgic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Galaţi

Într-o comunicare anterioară [1] au fost tratate aspectele tehnologice ale automatizării complexe a laminorului de tablă groasă de la Combinatul siderurgic „Gheorghe Gheorghiu-Dej". În lucrarea de faţă se expun caracteristicile tehnice ale echipamentului folosit, legarea acestuia cu procesul de producţie şi cu sfera de circulaţie a informaţiilor de producţie, aşa cum a reieşit din proiectare.

1. Structura ierarhică a sistemului de calculatoare

În prima etapă de construire a laminorului, automatizarea complexă a procesului de producţie se bazează pe un sistem de patru calculatoare electronice numerice, interconectate, legate direct la proces, cu funcţionare „on line" şi în timp real.

Se prevede adăugarea unor calculatoare afectate extinderii laminorului în etapa a doua constructivă, cum şi subordonarea sistemului de calcul din laminorul de tablă groasă unui centru de calcul comun pentru sectorul de laminoare, prin care se va face legătura funcţională cu laminorul slebing şi cu celelalte secţii ale combinatului.

În figura 1 sînt redate schematic utilajele tehnologice şi nivelele de automatizare. Calculatoarele încadrate cu linie întreruptă vor fi montate ulterior.

Agregatele tehnologice sînt dotate cu reglare automată proprie (denumită în mod obişnuit reglare convenţională), ceea ce constituie primul nivel de automatizare. În funcţionarea manuală, operatorii conduc utilajele tehnologice prin aceste regulatoare convenţionale. În funcţionarea automată intră în acţiune sistemul de comenzi secvenţiale, care, cu ajutorul unor detectoare şi al unei logice cablate adecvate *PRODAC* emite, impulsuri automate de pornire, respectiv accelerare, poziţionare, oprire a mecanismelor, după caz. Sistemul de comenzi secvenţiale nu cuprinde mecanismele cu funcţionare după program dependent de sortimentul laminatului şi nici acele mecanisme a căror conducere nu se poate face decît de om, în stadiul actual de construcţie a utilajelor (de exemplu, maşinile de îndreptat tablele). Procesul tehnologic este controlat din 13 cabine zonale, unde se află operatori subordonaţi dispecerului automat care comandă direct sau prin operatori toate mecanismele care funcţionează cu program dependent de sortimentul laminat.

După cum se vede din figura 1, calculatorul *PSP* este destinat culegerii informaţiilor şi înregistrării lor cifrate şi în clar. Acesta furnizează date celorlalte calculatoare în vederea prelucrării lor sub diferite forme.

Calculatoarele *PR1* şi *PR2* conduc procesul de laminare la cald, respectiv la cajele degrosisoare, plus refulatoare şi caja finisoare.

Calculatorul *PR3* îndeplineşte următoarele funcţiuni : conducerea după program a întregului proces de laminare ; dispecerizarea producţiei ; urmărirea în fluxul tehnologic a laminatelor ; comanda directă a foarfecelor de tăiat tablă.

În viitor se vor adăuga optimizarea divizării tablelor şi centrul de calcul al sectorului laminoare, care va face legătura cu laminorul slebing şi cu celelalte sectoare ale combinatului.

Concepţia automatizării aparţine Institutului pentru proiectări de laminoare [2], [3], [4] şi firmei „Le Matériel Electrique S.W." Proiectarea şi furnizarea utilajului electric se execută de această firmă sau prin intermediul ei.

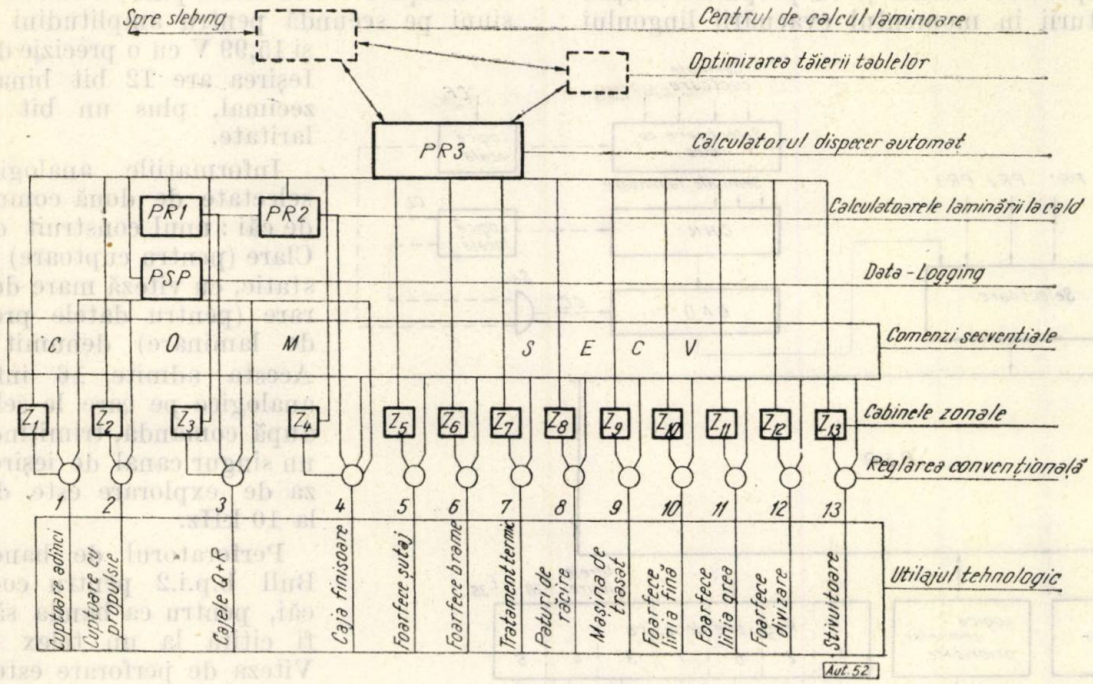


Fig. 1. Schema generală a nivelelor de automatizare.

În continuare se descrie echipamentul care realizează fiecare funcţiune în parte.

2. Culegerea şi înregistrarea informaţiilor (data-logging)

Echipamentul folosit poartă denumirea EI-16 şi are în centrul lui un calculator electronic numeric, de construcţie specială, denumit „Programmateur séquentiel de processus" (Le Matériel Électrique S.W.).

2.1. *Calculatorul PSP* de construcţie foarte recentă utilizează registrele aferente memoriei cu ferite simultan ca registre ale unităţii de calcul, ale unităţii de comandă şi unităţii de comunicare cu aparatajul periferic [5].

Memoria este denumită „banalizată", adică poate conţine în oricare locaş instrucţiuni de program sau informaţii de tratat. Calculatorul lucrează în binar pur cu o lungime de cuvînt de 13 bit, tratarea se face în paralel simultan pentru fiecare cuvînt. Memoria are capacitatea de 1 024 cuvinte. Numărul instrucţiunilor este foarte redus şi anume de opt instrucţiuni de bază, care au fiecare cîte două variante, încît exterior sînt 16 instrucţiuni (ordine).

Adresele sînt exprimate în numărare octală, adică în loc de la 0 la 1 023 sînt notate de la $(000)_8$ la $(1777)_8$.

Instrucţiunea de comunicare cu exteriorul transferă din sau în registrul memoriei de lucru cuvîntul direct sau complementul său şi admite adresarea directă a 64 registre de intrare şi 64 registre de ieşire a cîte 13 bit.

O caracteristică deosebită a calculatorului o constituie faptul că ordinele exterioare sînt recepţionate de o logică internă şi categorisite după opt nivele de prioritate. În acest fel calculatorul poate fi utilizat la mai multe procese diferite în mod simultan, dintre care unele pot fi foarte rapide prin procedeul denumit divizarea elementară a timpului, capacitatea calculatorului fiind bine utilizată.

În acest scop logica de prioritate denumită şi „directorul de prioritate" utilizează opt locaşuri ferită pentru a plasa opt numărătoare de instrucţiuni şi opt locaşuri pentru a plasa opt memorii de lucru. La începutul fiecărei instrucţiuni (program elementar sau microprogram), deci la un interval maxim de 48 μs unitatea de comandă explorează directorul de prioritate şi alege nivelul de rang superior înregistrat din exterior. Se execută ordinul a cărui adresă este înregistrată în numărătorul de instrucţiuni al acestui nivel. Legătura directorului de priorităţi cu registrele periferice se face fie prin impulsuri venite din exterior, fie prin program intern de explorare.

Calculatorul *PSP* comandă succesiunea operaţiilor, prelucrează informaţiile şi asigură transferul lor de la proces spre celelalte calculatoare şi spre afişajul luminos numeric.

2.2. *Aparatajul periferic.* Schema funcţională a ansamblului EI—16, aşa cum este proiec-

tat pentru laminorul de tablă groasă, se redă în figura 2.

Calculatorul primeşte informaţii analogice de la cuptoarele adînci şi cu propulsie asupra temperaturii în momentul evacuării lingoului

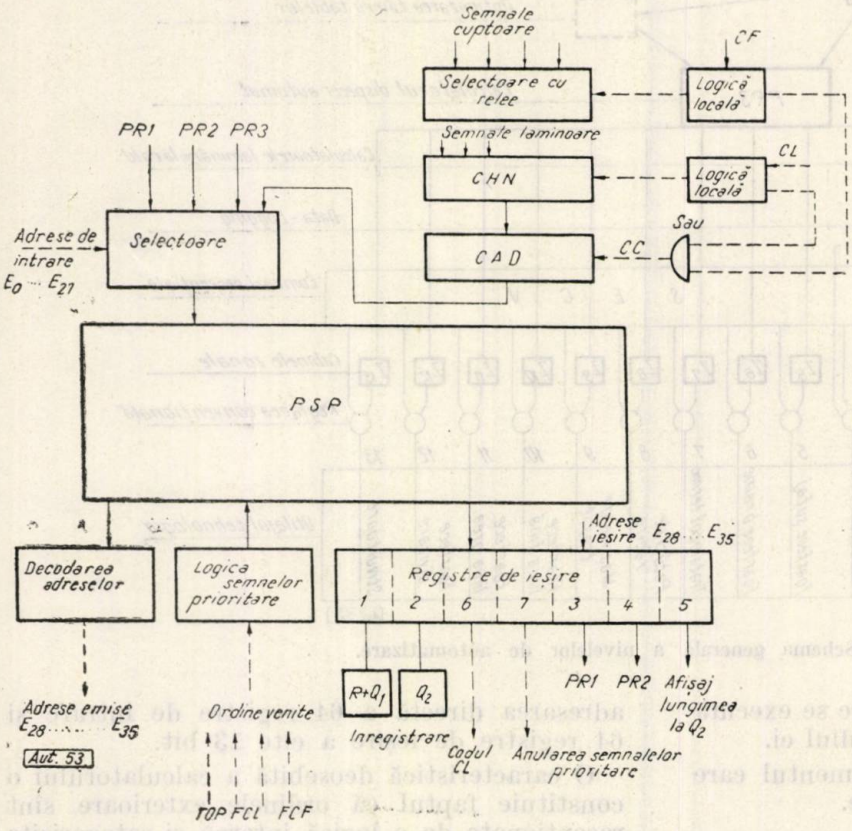


Fig. 2. Schema-bloc a ansamblului de culegere şi înregistrare a informaţiilor.

(bramei), precum şi de la instrumentele de măsură a cajelor, cum sînt intensităţile, tensiunile, vitezele, forţele de laminare, temperatura laminatului. Aceste informaţii sînt selectate şi convertite cu ajutorul unui convertizor analogic-digital, după care sînt introduse în registre-tampon numerice care au scopul de a păstra informaţiile pînă în momentul cînd pot fi preluate de calculator. Prin registre numerice de 13 bit calculatorul primeşte de la *PR 3* numărul matricol de identificare a laminatului, numerele de program la cajele principale, calitatea materialului; de la *PR1* şi *PR2*, varianta de program aleasă, numărul trecerii, lăţimea laminatului; de la pupitrul de butoane primeşte data, numărul schimbului, ora reală şi corecţia ce trebuie considerată datorită uzurii cilindrilor la măsurarea prin impulsuri a lungimii.

Prin registrul de ieşiri, constituit din bistabile tranzistorizate, care păstrează informaţiile pînă cînd sînt preluate de circuitele cărora le sînt adresate, calculatorul transmite informaţiile prelucrate la două perforatoare de bandă (unul pentru $R + Q_1$, altul pentru Q_2) la calculatoarele *PR1* şi *PR2* (forţa de laminare), spre afişaje luminoase numerice (lungimea laminatului la caja finisoare). Toate registrele şi circuitele logice sînt realizate cu module *PRODAC*.

Convertizorul analogic-digital Solartron LP1115 are viteză mare, pînă la 10 000 conversiuni pe secundă pentru amplitudini între 0 şi 15,99 V cu o precizie de 0,1%. Ieşirea are 12 bit binar codat zecimal, plus un bit de polaritate.

Informaţiile analogice sînt selectate de două comutatoare de căi: unul construit cu relee Clare (pentru cuptoare) şi altul static, cu viteză mare de explorare (pentru datele procesului de laminare) denumit *CHN*. Acesta admite 16 informaţii analogice pe care le selectează după comandă, trimiţîndu-le la un singur canal de ieşire. Viteza de explorare este de la 1 la 10 kHz.

Perforatorul de bandă este Bull b.p.i.2 pentru cod cu 5 căi, pentru ca banda să poată fi citită la un telex normal. Viteza de perforare este de la 10 la 20 caractere pe secundă.

O maşină de scris electrică IBM 73 poate fi conectată după voie la unul dintre cele două ansambluri de perforare a datelor pentru înregistrare în text clar a datelor unei laminări. Maşina IBM 73 se caracterizează prin viteza mare de imprimare realizată prin înlăturarea carului şi introducerea unei sfere de imprimare. Viteza de imprimare este de 5,5 caractere pe secundă, cu selectare din 44 caractere. Recepţionează în paralel impulsurile *BCD* (binar codat zecimal) pe 6 bit (*1.2.4.8.A.B.*) cu controlul parităţii. Şapte electromagneţi sînt acţionaţi de aceste impulsuri, verifică paritatea şi selectează caracterul.

Data şi numărul schimbului se introduc prin comutatoare decadale din postul de dispecer, o dată pentru întregul schimb, şi servesc şi la înregistrarea cartelelor, client şi brame.

Logica de prioritate exterioară realizează o mărire a numărului de etaje ale directorului de prioritate, dat fiind că numărul de ordine exterioară care trebuie să iniţieze programe este superior celor opt etaje ale directorului intern.

2.3. *Funcţionarea ansamblului data-logging.* La acţionarea principală a fiecărei caje se montează cîte un traductor incremental de impulsuri, care emite cîte un semnal „top" aproximativ la fiecare 50 cm lungime de laminat, prin care se iniţiază culgerea datelor care interesează pro-

cesul de laminare. Semnalele „top" sînt trecute prin circuitele de prioritate, după care provoacă în *PSP* începerea unui nou ciclu. *PSP* emite pe rînd codurile *CL* de selectare a căilor comutatorului de căi *CHN* de conversiune a mărimilor de înregistrare de la laminoare. Fiecare cod *CL* deblochează o cale de măsură şi transmite convertorului *CAD* un ordin de intrare în acţiune (ç.c.). După terminarea conversiunii, semnalul *FCL* avertizează calculatorul pentru ca acesta să emită codul următor. Dacă între timp soseşte un semnal „top" de la a doua cajă, acesta este memorat şi devine activ după ce s-a terminat ciclul semnalului anterior.

Pentru înregistrarea temperaturilor la ieşirea din cuptoarele adînci, respectiv cu propulsie, se memorează de către *PR3* aceste temperaturi asociate cu numărul matricol al laminatului. Cînd laminatul ajunge la laminorul degrosisor, *PR3* transmite aceste temperaturi o dată cu numărul matricol la *PSP* şi în acest fel sînt înregistrate o dată cu celelalte mărimi. În acest scop *PR3* trimite codul *CF* la logica de conversiune a mărimilor măsurate la cuptoare, care va declanşa conversiunea dacă *CAD* este liber. Semnalul *FCF* indică sfîrşitul conversiunii.

Registrele de intrare numerice (fig. 3) sînt în număr egal cu numărul de informaţii care urmează a fi primite de la *PR1*, *PR2*, *PR3*, de la *CAD*, de la comutatoare decadale, de la logica de prioritate, în total 27 de registre a 13 bit. Aceste registre sînt comandate prin porţi „Şi" de către adresele E_0 la E_{27} emise de *PSP* la ordinul (EXT + m).

Fiecare bit din cele 27 registre se leagă la cîte un circuit „Sau" (deci sînt 13 circuite „Sau" cu 27 intrări), prin care se transmit informaţiile numerice la adaptorul de amplitudine de la *PRODAC* la *PSP*. Registrul de intrare este acelaşi ca registrul de ieşire a celuilalt calculator. De calculatorul *PSP* sînt legate opt registre numerice de ieşire (fig. 2) : registrele *1* şi *2* folosesc ca tampon înaintea înregistrării, registrele *3* şi *4* transmit la *PR1*, respectiv *PR2*, forţa de laminare, registrul *5* transmite la cabina laminorului finisor lungimea laminatului, registrul *6* emite codul *CL* pentru conversiunea mărimilor de laminare, registrul *7* trimite semnale la logica de prioritate şi alte semnale de comandă, registrul *8* este rezervă. Registrele de ieşire sînt adresate prin codurile F_{28} la E_{35} ale lui *PSP*.

3. Calculatoarele procesului de laminare la cald

Cajele degrosisoare şi refulatoare, pe de o parte, şi caja finisoare, pe de altă parte, au afectate cîte un calculator de proces de tipul *PR260*, construcţie *SEA*, denumite *PR1* şi

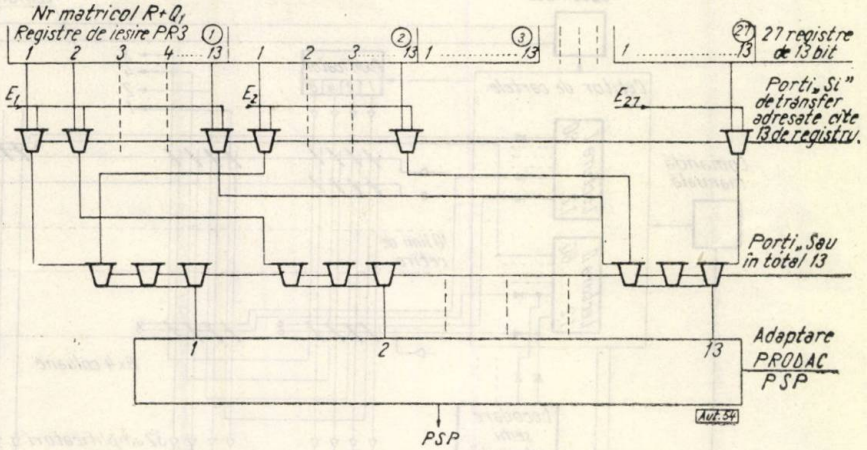


Fig. 3. Schema logică a intrărilor numerice.

PR2. Funcţionarea celor două ansambluri în centrul cărora stau aceste calculatoare este „on line" şi în timp real şi, de asemenea, similară între ele.

3.1. *Calculatorul industrial PR 260 şi aparatul periferic PR260* este un calculator binar cu logică magnetică de tip Symmag la 200 kHz. Este dotat cu o memorie de lucru cu ferite de capacitate 160 cuvinte de cîte 32 bit, 1 tambur magnetic rapid cu 256 piste, fiecare pistă de capacitate 128 cuvinte, deci în total aproximativ 10 bit, un bloc de calcul şi unul de comandă. Codul de instrucţiuni cuprinde 21 de instrucţiuni principale, la care se adaugă variante.

Aparatajul periferic constă în : comutatoare cu contacte pentru introducerea ordinelor de către operator, în registre numerice de introducere a informaţiilor de la *PSP* şi *PR3*, de la detectoarele de poziţie (celule şi dispozitive rotitoare fotoelectrice), precum şi de la detectorul incremental de poziţie a şuruburilor etc. Maşina de citit cartele perforate introduce programele de laminare şi registrul de ieşire emite mărimile de referinţă pentru regulatoarele automate ale acţionărilor principale şi auxiliare.

Maşina de citit cartele perforate este construită de firma S.W. cu elemente tip Bull. Cartela perforată este de formă standard cu 80 de coloane în cod zecimal. Citirea se face prin 80 perii de cărbune care alunecă peste cartela perforată şi în dreptul găurilor fac contact cu tamburul metalic peste care este aşezată cartela. Alimentarea capului de citire cu cartele, citirea şi depozitarea cartelelor citite se fac mecanizat. Sînt posibile trei feluri de funcţionare a maşinii de citit cartele : automat, semiautomat şi manual. În funcţionarea automată,

un semnal care indică prezenţa cartelei şi pregătirile terminate permite calculatorului (fig. 4) să iniţieze lectura atunci cînd acesta este liber. Calculatorul emite comanda să se execute prima citire. Acest ordin declanşează preluarea

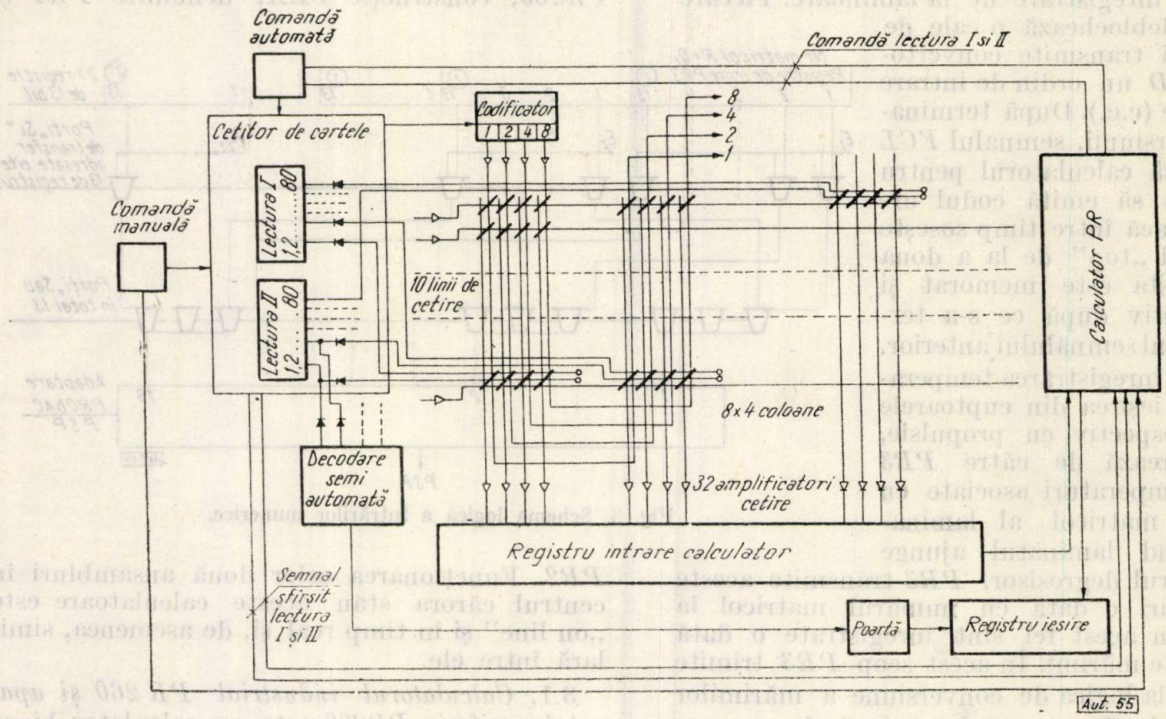


Fig. 4. Procedeul lecturii cartelelor perforate.

unei cartele din cutia de cartele şi trecerea acesteia sub periile care fac prima citire, precum şi înregistrarea conţinutului cartelei într-o memorie tampon cu ferite. Maşina de citit emite un semnal prin care anunţă calculatorul că a terminat lectura. Calculatorul preia informaţiile din memoria tampon şi le transferă în memoria sa proprie. Apoi comandă a doua citire, care se face de către seria a doua de perii. După introducerea conţinutului lecturii a doua din memoria tampon, calculatorul verifică corespondenţa între cele două citiri, cuvînt cu cuvînt, şi în cazul că aceasta există introduce conţinutul cartelei în memoria tambur. În acest fel se pot citi 60 de cartele pe minut, dacă este calculatorul liber. În cazul funcţionării semiautomate, conţinutul cartelei este trecut direct la registrele de ieşire a calculatorului, fără a se face transferul prin calculator. Informaţiile sînt valorificate în timp real prin semnalele emise de detectoare. În cazul mersului manual, informaţiile conţinute în cartelă sînt predate registrului de ieşire şi exploatate prin semnale date de operator.

Memoria tampon cuprinde 320 de miezuri ferite care sînt înscrise prin procedeul coincidenţei. Cele 10 linii ale cartelei sînt citite pe rînd. Fiecărui rînd îi corespunde un cod de impulsuri la amplificatoarele de codificare (*1, 2, 4, 8*). Fiecare linie de codificare (*1, 2, 4, 8*) trece prin cîte 80 de miezuri aşezate în opt coloane cu 10 miezuri. Periile sînt legate cu cîte patru miezuri din aceeaşi linie a unei coloane. Deci dacă există gaură în linia şapte a coloanei 20 a cartelei va apărea codul 1110 în coloana a patra, rîndul al doilea al memoriei. Pentru citire sînt 32 amplificatoare care primesc impulsurile, pe rînd, de la cîte o linie, succesiunea fiind asigurată de cîte 10 amplificatoare de linie. Deci înregistrarea considerată va fi citită în lectura a treia de către grupul al patrulea de amplificatoare.

3.2. *Funcţionarea calculatoarelor procesului de laminare la cald.* Calculatoarele *PR1* şi *PR2* asigură desfăşurarea procesului de laminare la cald conform unui program prestabilit. Calculatoarele folosesc în acelaşi timp la calculul unor comenzi care intervin în procesul de laminare, cum şi la controlul dimensional în flux, care se face pe bază de măsurări indirecte prin calcul. Astfel iniţierea frînării acţionării principale, comanda rotirii transversale a bramei, calculele grosimii şi lăţimii reale a laminatului etc. sînt realizate de aceste calculatoare.

Principala funcţiune constă în memorarea programelor de laminare introduse prin cartele perforate şi transferul datelor din program la registrul de ieşire prin care se comandă vitezele şi poziţionările mecanismelor.

Programele de laminare pot fi înregistrate complet pe cîte o pistă a tamburului.

Pentru fiecare program introdus în memoria tambur, calculatorul memorează numărul său asociat cu numărul pistei unde a fost localizat.

De asemenea, calculatorul reţine numerele de piste ale tamburului rezervate înregistrării programelor de laminare şi evidenţa pistelor libere şi ocupate. Introducerea programelor de instrucţiuni şi a datelor pentru calcule generale se face ordinele exterioare, care cer a introduce în calculator anumite informaţii, sînt aduse la un circuit „Sau". La ieşirea acestui circuit apare un semnal care intră în circuitul de prioritate a calculatorului şi îi semnalează prezenţa unui

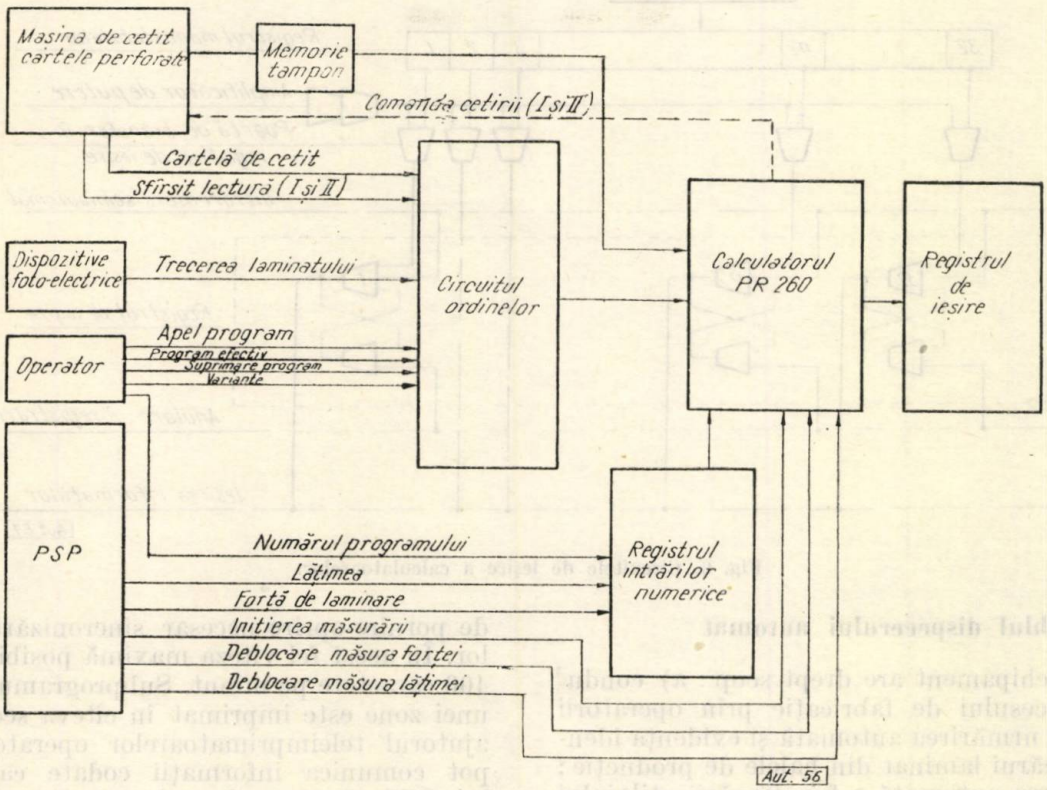


Fig. 5. Schema-bloc a ansamblurilor de calcul al laminoarelor la cald.

cu ajutorul unei maşini obişnuite „Flexowriter". Operatorul ordonă un anumit program de laminare prin claviatură decadală şi buton de apel. Calculatorul răspunde, afişînd prin tuburi numerice luminoase numărul programului cerut, după care operatorul declanşează programul printr-un buton. Registrul de ieşire este mereu reînnoit, în funcţie de desfăşurarea reală a laminării. Referinţele pentru regulatoare sînt preluate din registrul de ieşire în alte memorii, pentru ca registrul de ieşire să poată fi reînnoit în timp util. Prin aceste registre separate de intrare şi ieşire se obţin o independenţă mare a calculatoarelor şi o folosire a lor la un număr mare de probleme.

În figura 5 se arată schema-bloc a legăturilor calculatorului cu procesul şi cu aparatajul periferic. Circuitele exterioare de ordine au scopul de a stabili prioritatea operaţiilor. La intrare, informaţiile preluate în zecimal de la cartelă sînt codate în binar zecimal în momentul înregistrării în memoria tampon. Ele sînt astfel înregistrate pe tambur şi apoi sînt aduse la ieşire, unde sînt folosite în acest cod.

Principiul de introducere a informaţiilor în calculatoarele *PR1*, *PR2*, *PR3* este următorul : ordin exterior. După ce calculatorul termină de executat instrucţiunea în curs porneşte un program de explorare a registrelor exterioare într-o ordine prestabilită, prin care se defineşte şi ierarhia prioritară a registrelor şi introduce informaţia care preexistă într-unul din registrele de intrare şi execută instrucţiunea asociată acestei informaţii. După preluarea informaţiei, calculatorul emite un semnal de punere la zero a registrului citit.

Circuitele de ieşire sînt constituite din registre tranzistorizate şi cu relee Clare. Acestea din urmă sînt utilizate pentru informaţii trimise la distanţă sau care necesită putere mare cu frecvenţă mică de acţiune. Registrele au intrare dublă, una din partea calculatorului şi alta din partea maşinii de citit cartele la mersul semiautomat. Semnalele de punere la zero sînt acţionate de circuitele care preiau informaţiile mai departe (fig.6).

La ieşirea calculatorului, cei 32 de biţi sînt preluaţi de 32 monostabile a cîte 6 ms. De la monostabile informaţia este preluată de registrele de ieşire conform codului de adresă emis de calculator. Calculatorul poate încărca, pe

rînd, registrele, folosirea informaţiilor rămînînd independentă de programul calculatorului.

pulsuri electrice consecutive, fiecare de durată 1/50 dintr-o secundă. Cele cinci impulsuri de cod sînt precedate şi urmate de cîte un semnal

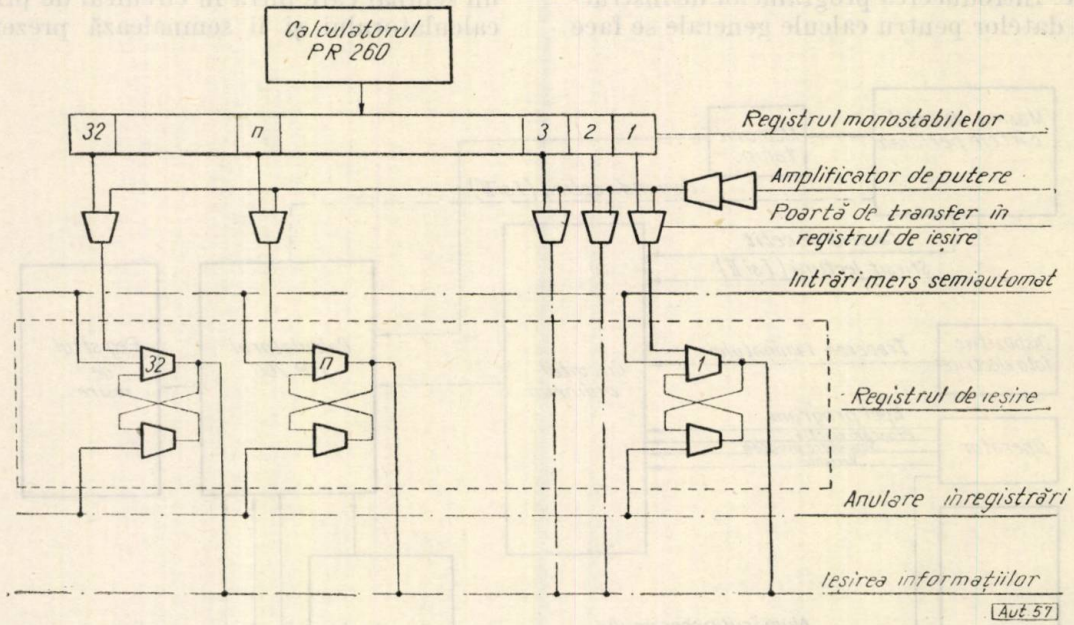


Fig. 6. Circuitele de ieşire a calculatoarelor.

4. Ansamblul dispecerului automat

Acest echipament are drept scop : a) conducerea procesului de fabricaţie prin operatorii zonali ; b) urmărirea automată şi evidenţa identităţii fiecărui laminat din halele de producţie ; c) urmărirea automată a funcţionării utilajului tehnologic ; d) comanda directă automată a unor agregate. Concepţia acestui ansamblu aparţine I.P.L. [3], [4].

În centrul acestui ansamblu stă calculatorul *PR3*, de construcţie identică cu a calculatoarelor *PR1* şi *PR2*.

4.1. *Aparatajul periferic al ansamblului dispecer automat* este constituit din registre numerice de intrare prin care se introduc informaţii de la *CAD*, de la detectoarele procesului, de la claviaturile decadale, de la maşina de citit cartele perforate (aceasta din urmă a fost descrisă mai sus). La ieşirea calculatorului se află 13 teleinscriptoare instalate în cele 13 cabine zonale prin care se transmit instrucţiuni operatorilor zonali, două maşini de perforat cartele prin care calculatorul întocmeşte cartela client şi cartela bramă [1], tuburi numerice luminoase şi afişaj la tabloul sinoptic şi în alte cabine, registrele de comandă a poziţionării mecanismelor maşinii de trasat şi a mecanismelor tuturor foarfecelor.

Teleimprimatoarele sînt Olivetti T2—ZN. Ele imprimă datele trimise de calculator sub formă de tabele în coloane pregătite dinainte, în text clar. Codul de transmisie este cel obişnuit pentru asemenea aparate *CCITT* nr. 2. Fiecare caracter este exprimat prin cinci impulsuri de pornire-oprire necesar sincronizării operaţii lor. În acest fel viteza maximă posibilă este de 400 caractere pe minut. Subprogramul referitor unei zone este imprimat în cîteva secunde. Cu ajutorul teleimprimatoarelor operatorii zonali pot comunica informaţii codate calculatorului *PR3*, de exemplu, rebutarea unui laminat, şi prin telexul din cabina centrală pot să comunice cu operatorul din această cabină.

Maşinile de perforat cartele, comandate de calculator, sînt construcţie Bull, de tipul Pelerod conectabil, cu memorie comandată *MC*. Pe cartelele perforate sînt o serie de date constante, cum sînt data zilei, echipa de laminorişti etc., care se imprimă pe un număr mare de cartele. Calculatorul creează o cartelă-program, care cuprinde datele constante şi maşina perforează automat datele din cartela-program pe fiecare cartelă în parte. Maşina de perforat lucrează sincron, în cod zecimal, cu o viteză de perforare de 70—80 ms de coloană a cartelei, deci o cartelă între 5, 6 şi 6, 4 s (80 coloane), înlocuirea cartelei se face între 0,8 şi 1 s. Alimentarea şi ejectarea cartelelor se execută mecanic. O claviatură alfa numerică permite introducerea de date pe cale manuală, fie în cartela-program, fie în cartela individuală.

4.2. *Funcţionarea ansamblului dispecer automat* (fig. 7). Toate informaţiile necesare dispecerului automat, referitoare la prelucrarea unei table-mamă (dintr-un lingou sau bramă), sînt introduse pe o cartelă perforată. Cartelele perforate cu informaţiile program de prelucrare a unei table-mamă se întocmesc de către biroul

de planificare şi se perforează în sala de mecanografie a sistemului de calculatoare. La fiecare două ore conţinutul cartelelor este introdus în memoria lui *PR3*. De fiecare dată cînd se introduce în fluxul de fabricaţie un lingou sau o bramă, operatorii din zonele cuptoarelor (adînci *1*, respectiv cu propulsie *2*) imprimă pe o claviatură decadală numărul matricol al metalului brut. Calculatorul îl preia în sarcina lui, îi urmăreşte mişcarea prin simulare electronică *4* şi înregistrează informaţiile necesare pe parcurs (măsuri de temperatură, de greutate etc.), le memorează asociat cu numărul matricol, creează şi emite în timp real subprogramele în fiecare zonă, emite comenzile directe ale agregatelor principale din ajustaj, comandă succesiunea de operaţii la tabloul sinoptic, precum şi crearea cartelelor-bramă şi client.

5. Aparatajul suplimentar de mecanografie

În afara maşinilor electrice de bătut text clar şi de perforat cartele şi benzi, în sala de mecanografie vor funcţiona alte maşini auxiliare şi anume : două maşini de perforat cartele comandate la distanţă cu memorie comandată Pelerod MC ; o maşină de clasat şi triat cartele perforate după oricare dintre coloane Bull D_1 ; o maşină de verificat conţinutul cartelelor Vinod, prin a doua bătaie şi fără perforare ; o maşină de reprodus cartele perforate Bull *PRD* ; o perforatoare manuală pentru cartele.

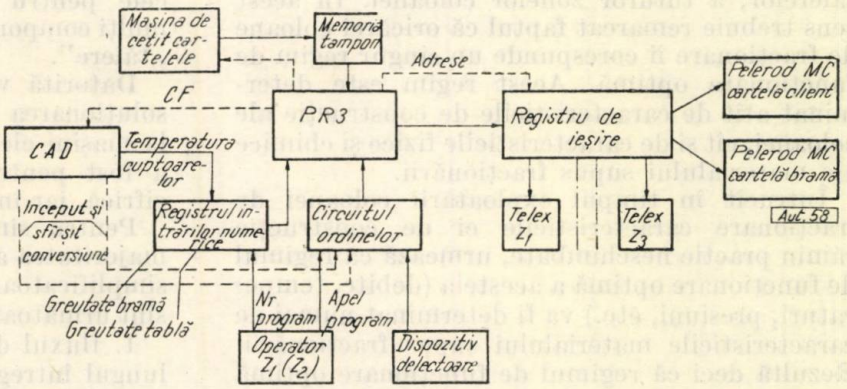


Fig. 7. Schema-bloc a ansamblului dispecer automat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Damsker, D. şi Garabet, T. *Automatizarea laminorului de tablă groasă. Comunicare la sesiunea ştiinţifică* I.P.L., 1962.

[2] Damsker, D., Aldea, V. şi Garabet, Th. *Procedeu utilizînd mijloacele de calcul pentru ridicarea producţiei şi preciziei la fabricarea tablelor groase.* Dos. I.P.L. 53, 1962.

[3] Damsker, D., Aldea, V. şi Garabet, Th. *Procedeu şi sistem automat de conducere a producţiei şi de comandă a agregatelor unei linii de laminare şi ajustare a tablelor groase.* Dosar OSI 46546, 1963.

[4] Damsker, D. şi colab. *Simularea electronică a mişcării laminatelor într-un laminor de tablă groasă.* Dosar OSI 42063, 1964.

[5] * * * *Programmateur séquentiel de processus S. W.* În : La Technique Moderne, tom. **LVI**, nr. 4, aprilie, 1964, p. 26.

Conf. S. DUMITRESCU şi V. MARINOIU

Caracteristici statice şi dinamice ale coloanelor de fracţionare

1. Generalităţi

Dintre procesele de separare prin difuzie, distilarea fracţionată are cel mai mare domeniu de aplicare în industrie. Acest procedeu de separare este folosit în majoritatea instalaţiilor de prelucrare a ţiţeiului şi a produselor petrochimice şi chimice.

Procesul de fracţionare, care are loc în coloanele de fracţionare industriale, este un proces complex a cărui desfăşurare este determinată de un număr foarte mare de factori, coloana de fracţionare constituind unul dintre cele mai importante aparate tehnologice din instalaţiile industriale. Faţă de această situaţie, apare justificată orientarea eforturilor pentru cunoaşterea fenomenelor ce au loc în astfel de aparate tehnologice, care continuă încă să rămînă puţin cunoscute sub aspectul descrierii matematice a comportării lor.

În condiţiile măririi continue a exigenţelor faţă de calitatea produselor prelucrate şi faţă de productivitatea instalaţiilor industriale, problema conducerii automate a acestor instalaţii capătă o importanţă deosebită. Este cunoscut însă faptul că proiectarea oricărui sistem de conducere automată a proceselor tehnologice trebuie precedată de studiul, cel puţin sub aspect calitativ, al caracteristicilor statice şi dinamice ale obiectului automatizării.

Noţiunea de productivitate a coloanei de fracţionare este o noţiune care include ca factori componenţi atît debitul de material fracţionat, cît şi precizia de separare a componenţilor. Nu se poate vorbi de productivitate fără să se pre-

cizeze şi puritatea componenţilor sau grupurilor de componenţi separaţi de coloană.

Asigurarea purităţii necesare este condiţionată în primul rînd de funcţionarea normală a tuturor talerelor, a tuturor zonelor coloanei. În acest sens trebuie remarcat faptul că oricărei coloane de fracţionare îi corespunde un singur regim de funcţionare optimă. Acest regim este determinat atît de caracteristicile de construcţie ale coloanei, cît şi de caracteristicile fizice şi chimice ale materialului supus fracţionării.

Întrucît în timpul exploatării coloanei de fracţionare caracteristicile ei de construcţie rămîn practic neschimbate, urmează că regimul de funcţionare optimă a acesteia (debite, temperaturi, presiuni, etc.) va fi determinat numai de caracteristicile materialului supus fracţionării. Rezultă deci că regimul de funcţionare optimă nu poate fi asigurat decît numai schimbînd regimul tehnologic al coloanei în conformitate cu modificările caracteristicilor materialului supus fracţionării.

Din cele arătate reiese importanţa deosebită a determinării regimului de funcţionare optimă a coloanei, regim care trebuie să satisfacă şi condiţia de maximă economicitate a procesului de fracţionare. Determinarea unui astfel de regim se poate face numai prin împletirea judicioasă a teoriei cu experienţa. Ea presupune existenţa unei importante cantităţi de informaţie, cum şi a unor mijloace moderne de prelucrare a acestei informaţii, în vederea obţinerii semnalelor de conducere a procesului fracţionării.

Pentru calculul parametrilor de lucru în sistemele de conducere automată a coloanelor de fracţionare de mare productivitate îşi pot justifica prezenţa maşinile sau dispozitivele de calcul. Practica a arătat că aceste maşini şi dispozitive de calcul sînt amortizate în termene scurte de la punerea lor în exploatare.

Majoritatea schemelor de automatizare existente în producţie corespund unui stadiu de cunoaştere depăşit. În prezent sînt condiţii care permit trecerea la construcţia unor sisteme de conducere optimă a procesului de fracţionare, sisteme în care să se ţină seamă de cît mai mulţi parametri de care depinde productivitatea coloanei, să se utilizeze pe cît este posibil canale cu cea mai mică inerţie şi să se elimine astfel într-un timp minim efectul perturbărilor.

Realizarea unor astfel de sisteme presupune, desigur, existenţa unei aparaturi moderne de măsură, control şi automatizare. Totuşi, performanţe mai bune se pot obţine chiar şi cu ajutorul aparaturii existente, cu condiţia ca aceasta să fie folosită mai raţional.

2. Stadiul de rezolvare a problemei

Cercetarea echipamentului de fracţionare a început o dată cu prelucrarea industrială a ţiţeiului. Totuşi cercetarea analitică mai temeinică a regimurilor tranzitorii din coloanele de fracţionare a început abia în deceniul al IV-lea al secolului nostru [7]. Cercetările iniţiale s-au referit la coloanele de fracţionare pentru separarea amestecurilor binare [2], [3] şi apoi la cele pentru separarea amestecurilor de mai mulţi componenţi [5], însă considerînd o singură „tăiere".

Datorită volumului mare de lucru cerut de soluţionarea analitică a problemei, s-a apelat la maşini electronice de calcul. Astfel, în 1950 a fost pentru prima dată folosită o maşină cifrică, iar în 1953, o maşină analogă [7].

Pentru simplificarea soluţionării problemei, majoritatea autorilor au făcut o serie de ipoteze simplificatoare, dintre care cele mai importante sînt următoarele :

1. fluxul de vapori şi fluxul de lichid de-a lungul întregii coloane se păstrează constante, atît în regim staţionar, cît şi în regim dinamic ;
2. pe fiecare taler se realizează un amestec ideal, astfel încît să se poată considera talerele ca elemente cu parametri concentraţi ;
3. în regim dinamic, cantitatea de lichid de pe fiecare taler şi presiunea care se consideră aceeaşi pentru întreaga coloană rămîn constante ;
4. calculele se fac pentru talere teoretice.

Pe baza acestor ipoteze simplificatoare şi utilizînd modelul unui taler teoretic, cum este cel reprezentat în fig. 1, concentraţia componentului i pe talerul n poate fi calculată cu ajutorul relaţiilor :

$$H_n \frac{\mathrm{d}x_{in}}{\mathrm{d}t} = L_{n+1}\, x_{i(n+1)} + V_{n-1}\, y_{i(n-1)} - L_n\, x_{in} - V_n\, y_{in}\,, \tag{1}$$

$$y_{in} = k_{in}\, x_{in}\,, \tag{2}$$

$$\sum_{i=1}^{m} \frac{y_{in}}{k_{in}} = 1\,, \tag{3}$$

unde : H_n este cantitatea de lichid de pe talerul n ;

L_n — refluxul intern de lichid ;

V_n — fluxul de vapori ;

x_{in} — concentraţia componentului i în lichidul de pe talerul n ;

y_{in} — concentraţia componentului i în vaporii ce părăsesc talerul n ;

$x_{i(n+1)}$ — concentraţia componentului i în lichidul ce vine pe talerul $n+1$;

$y_{i(n-1)}$ — concentraţia componentului i în vaporii ce vin pe talerul $n-1$;

k_{in} — coeficient care este funcţie de temperatura şi presiunea de echilibru corespunzătoare talerului n ;

m — numărul de componenţi ai amestecului.

Întrucît de-a lungul coloanei presiunea este practic aceeaşi, rezultă că coeficientul k_{in}, corespunzător diverselor talere, este funcţie numai de temperatură, care variază de-a lungul coloanei.

Repetînd ecuaţiile (1) (2) şi (3) pentru fiecare dintre componenţii amestecului supus fracţionării şi pentru fiecare taler al coloanei, se obţine un sistem de ecuaţii ale cărui soluţii reprezintă variaţia în timp a concentraţiei componenţilor amestecului pe talerele coloanei.

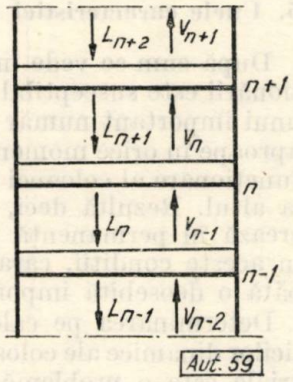


Fig. 1. Modelul unui taler.

Calculul sistemului de ecuaţii care se obţine pe această cale este foarte laborios, mai ales dacă se ţine seamă de faptul că ecuaţiile de tipul 3 se rezolvă prin încercări. Dacă în cazul ipotezelor simplificatoare, amintite mai înainte, calculul este atît de laborios, se poate înţelege cît de complicată este soluţionarea acestei probleme adoptînd ipoteze mai puţin simplificatoare. Tocmai de aceea, pînă în prezent, din cîte ne este cunoscut, s-au cercetat şi verificat experimental numai coloane de laborator avînd mai puţin decît opt talere.

Din studiul literaturii de specialitate rezultă că nu au fost făcute cercetări analitice cu verificări pe coloane de fracţionare industriale, care, după cum se ştie, constituie adevărata verificare. Date fiind condiţiile complexe şi numărul mare de perturbaţii la care este supusă o coloană de fracţionare industrială, aceste cercetări şi verificări experimentale sînt foarte necesare.

3. Coloana de fracţionare ca obiect al automatizării

În general, coloanele de fracţionare sînt obiecte cu parametri distribuiţi, care au un mare număr de mărimi de intrare şi mărimi de ieşire. Unele dintre coloanele cu un număr redus de talere pot fi tratate ca obiecte cu parametri concentraţi.

Pentru exemplificare, în figura 2, *a* este reprezentată schema tehnologică a unei coloane de fracţionare a unui amestec în două grupuri de componenţi, iar în figura 2, *b*, schema-bloc a acestei coloane.

Dintre cele mai importante mărimi de intrare se remarcă :

a. din partea alimentării : debitul de material supus fracţionării D_a, temperatura acesteia θ_a, compoziţia C_a ;

b. din partea refluxului : debitul D_r şi temperatura θ_r a refluxului ;

c. din partea agentului de stripare : debitul agentului de stripare D_s, temperatura acestuia θ_s, debitul de recirculaţie al produsului stripat D_c ;

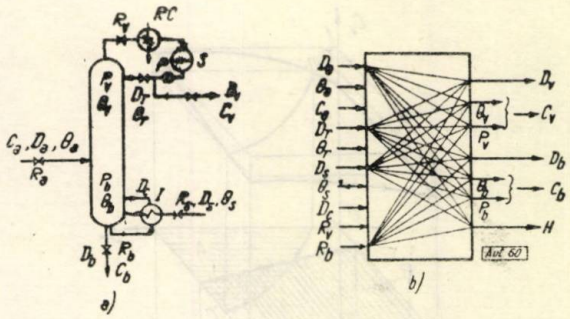


Fig. 2. Schema tehnologică şi schema-bloc a unei coloane de fracţionare a amestecului în două grupe de componenţi.

d. din partea elementelor şi aparatelor tehnologice anexă ale coloanei : rezistenţa hidraulică pe conducta de vîrf R_v şi presiunea de la capătul acestei conducte, rezistenţa hidraulică pe conducta de la baza coloanei R_b şi presiunea de la capătul ei.

Principalele mărimi de ieşire sînt : debitul produsului de vîrf D_v, debitul produsului de la baza coloanei D_b, compoziţia produsului de vîrf C_v, compoziţia (puritatea) produsului de la baza coloanei C_b şi nivelul la baza coloanei H.

După cum se vede şi în figura 2 *b*, toate mărimile de ieşire ale coloanei de fracţionare depind de fiecare dintre mărimile de intrare. Funcţiile de transfer care exprimă legăturile funcţionale dintre o mărime de ieşire oarecare şi fiecare dintre mărimile de intrare sînt funcţii destul de complicate.

4. Caracteristici statice principale

În figura 3 sînt prezentate calitativ caracteristicile statice ale unei coloane de fracţionare privind canalele : D_r, $D_s - C_v$, C_b şi D_r, $D_s - D_v$, D_b. Aceste caracteristici sînt deduse din consideraţiile teoretice şi tehnice care stau la baza procesului de fracţionare a unui amestec complex în două grupuri de componenţi.

Din figura 3 rezultă că, pentru a asigura o puritate înaltă a produsului de vîrf, urmează a plasa regimul tehnologic în zona A, adică în zona valorilor mari ale lui D_r şi a valorilor relativ mici ale lui D_s. În acest caz, pe la vîrful coloanei vor ieşi componenţii uşori fixaţi, dar nu toţi, întrucît o parte din aceştia vor ieşi pe la baza coloanei, mărindu-se astfel debitul produsului de la baza coloanei pe seama celui de la vîrf. Rezultă că în aceste condiţii creşterea purităţii produsului de vîrf se face în dauna purităţii produsului de la baza coloanei.

Pentru a asigura o puritate înaltă a produsului de la baza coloanei, dimpotrivă, regimul tehnologic trebuie plasat în zona valorilor mari

ale lui D_s şi a valorilor relativ mici ale lui D_v, adică în zona B. În acest caz, creşterea purităţii produsului de la baza coloanei se face în dauna purităţii produsului de vîrf. Pe la baza coloanei

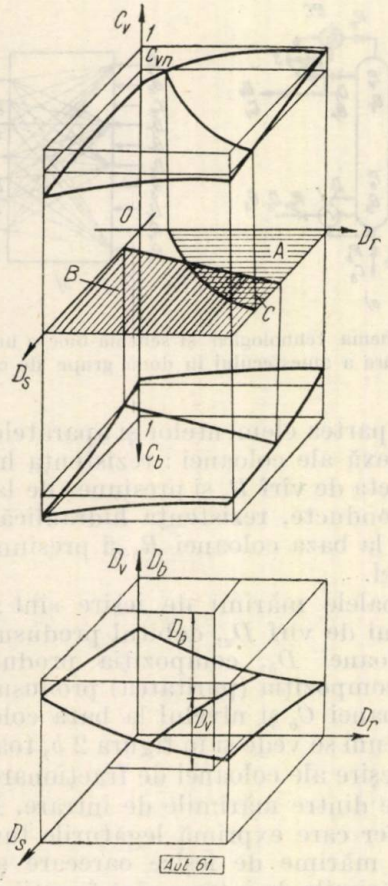


Fig. 3. Caracteristicile statice ale coloanei de fracţionare privind canalele D_r, $D_s - C_v$, C_b şi D_r, $D_s - D_b$, D_b.

vor ieşi într-adevăr componenţii grei fixaţi, dar nu toţi, întrucît o parte din aceştia vor ieşi pe la vîrful coloanei, mărindu-se astfel debitul produsului de vîrf pe seama celui de la bază.

Din figura 3 mai rezultă că pentru a asigura atît puritatea necesară a produsului de vîrf, cît şi puritatea necesară a produsului de la baza coloanei, urmează a plasa regimul tehnologic în zona C.

Cea mai înaltă precizie de separare şi deci cea mai înaltă productivitate se obţine plasînd regimul tehnologic în zona valorilor mari, atît ale lui D_r, cît şi ale lui D_s. Trebuie însă avut în vedere faptul că în aceste condiţii cresc cheltuielile de exploatare şi, la valori excesive ale lui D_r şi D_s, procesul tehnologic poate deveni nerentabil. Mai mult, depăşirea valorilor optime ale acestor debite duce la apariţia fenomenelor de antrenare mecanică care înrăutăţesc mult puritatea produselor separate de coloană.

În funcţie de scopul urmărit şi de particularităţile de construcţie ale coloanei de fracţionare urmează a plasa regimul tehnologic înăuntrul zonelor A, B sau C, sau de-a lungul uneia dintre graniţele ce separă aceste zone.

5. Unele caracteristici dinamice

După cum se vede în figura 2, procesul fracţionării este susceptibil la modificări din partea unui important număr de factori externi, care, aproape în orice moment, deplasează regimul de funcţionare al coloanei de la un regim staţionar la altul. Rezultă deci, că, practic, coloana lucrează în permanenţă în regim dinamic şi că, în aceste condiţii, caracteristicile dinamice capătă o deosebită importanţă.

Determinarea pe cale analitică a caracteristicilor dinamice ale coloanei de fracţionare industriale este o problemă extrem de complicată. Din această cauză, pînă în prezent nu s-a reuşit să se dea o rezolvare satisfăcătoare, pe cale analitică, acestei probleme. Majoritatea cercetătorilor s-au ocupat de cazuri idealizate care sînt destul de diferite de cele reale.

Cea mai accesibilă şi mai sigură cale pentru determinarea caracteristicilor dinamice, în cazul de faţă, este calea cercetării experimentale. Materialul obţinut pe cale experimentală poate servi în acelaşi timp şi pentru verificarea justeţei ipotezelor şi a preciziei calculelor analitice.

Dintre caracteristicile dinamice, cel mai uşor se pot obţine caracteristicile de timp. Pentru obţinerea lor nu este nevoie de o aparatură specială, întrucît poate fi folosită chiar aparatura existentă în cadrul instalaţiei industriale. Mai mult decît atît, caracteristicile de frecvenţă pot fi deduse pe baza caracteristicilor de timp.

Măsurarea debitelor produselor nu ridică dificultăţi practice, în schimb determinarea compoziţiei chimice a produselor prezintă dificultăţi serioase, atît în ce priveşte aparatura necesară, care este în general destul de costisitoare, cît şi întîrzierea cu care se poate realiza o astfel de determinare. Dată fiind însă corelaţia care există între compoziţia chimică a produselor rezultate în urma procesului de fracţionare în echilibru şi parametrii de stare ai acestui proces (presiunea şi temperatura de echilibru), rezultă că, într-o primă aproximaţie, compoziţia chimică poate fi determinată pe baza temperaturii şi presiunii de echilibru cu care produsele părăsesc coloana de fracţionare. Tocmai datorită acestui fapt este posibilă conducerea procesului de fracţionare prin controlul temperaturii şi al presiunii.

Dacă presiunea din coloană se menţine constantă, rezultă că temperatura de la vîrf, respectiv de la baza coloanei, constituie un bun indiciu al compoziţiei chimice cu care produsele părăsesc coloana de fracţionare. Rezultă deci că, în aceste condiţii, problema determinării caracteristicilor de timp se reduce la studiul răspunsului la variaţia în salt a fiecăreia dintre

principalele mărimi de intrare ale coloanei de fracţionare, răspuns ce se materializează prin modificarea debitelor şi a temperaturilor de la vîrful, respectiv de la baza, coloanei de fracţionare.

În figura 4 este prezentată schema de conexiuni a aparaturii necesare în vederea ridicării experimentale a caracteristicilor de timp.

Variaţia în treaptă a debitelor D_r, D_s sau D_a se poate face foarte simplu prin acţionarea robinetelor R_r, R_b, respectiv R_a. Variaţia în treaptă a temperaturii este o problemă mai dificilă, dată fiind inerţia mare, specifică aparatelor de schimb de căldură. Totuşi, această variaţie în treaptă s-ar putea face prin amestecarea a doi curenţi de acelaşi produs, fiecare dintre curenţi avînd temperaturi diferite. Temperatura amestecului va fi funcţie atît de raportul debitelor celor doi curenţi, cît şi de raportul temperaturilor lor. Tot în acest mod poate fi realizată variaţia în treaptă a compoziţiei chimice.

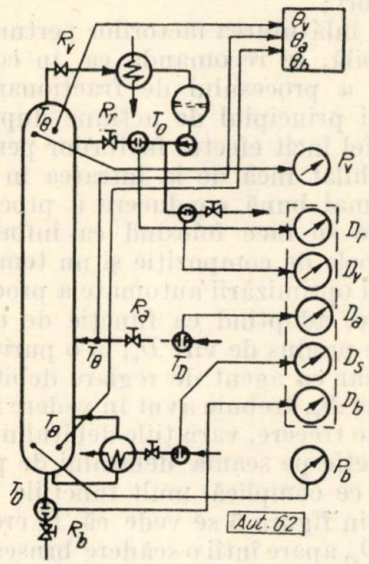


Fig. 4. Schema de conexiuni a aparaturii pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor de timp.

Răspunsul la oricare semnal de intrare este înregistrat cu ajutorul aparatelor de măsură prezente în schemă. În măsura posibilităţilor este indicat ca, pentru înregistrarea răspunsului, să fie folosit un singur aparat, cu posibilitatea ca acesta să poată înregistra simultan sau succesiv parametrii.

În figura 5 este prezentat răspunsul unei coloane de fracţionare la un semnal treaptă pozitiv al lui D_r, iar în figura 6, răspunsul la un semnal treaptă pozitiv al lui D_s.

Aceste caracteristici au fost ridicate pe o coloană de stabilizare a benzinei (coloana de debutanizare), cu următoarele caracteristici de bază : debit de alimentare $D_a = 10$ m³/h, debit de produs de vîrf (butan) $D_v = 1{,}5$ m³/h, presiune în coloană $p = 6{,}25$ at, numărul de talere $n = 32$, alimentarea pe talerul 14.

O caracteristică importantă o prezintă variaţia lui D_v la o variaţie treaptă a lui D_r. Astfel, la o variaţie în treaptă pozitivă a lui D_r, la început D_v scade foarte brusc ca apoi să crească lent, fără însă a atinge valoarea iniţială. Acelaşi fenomen se remarcă şi în cazul variaţiei lui D_r

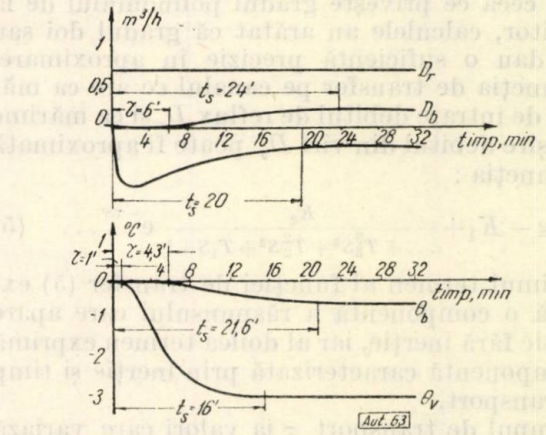


Fig. 5. Răspunsul la funcţia treaptă pozitivă a debitului de reflux D_r.

în sens opus. La început D_v creşte brusc, ca apoi să crească aperiodic pînă la o valoare de stabilizare mai mare decît cea iniţială.

Din analiza şi prelucrarea matematică a răspunsurilor ridicate experimental se pot aproxima funcţiile de transfer pe canalele respective.

Aşa de exemplu, funcţiile de transfer pe canalele care au ca mărime de intrare debitul de reflux D_r, iar ca mărimi de ieşire debitul produsului din baza coloanei D_b, temperatura din baza

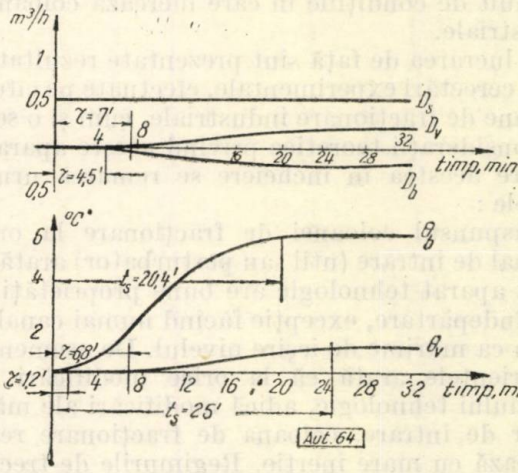


Fig. 6. Răspunsul la funcţia treaptă pozitivă a debitului de abur D_s.

coloanei θ_b şi temperatura din vîrful coloanei θ_v, pot fi aproximate cu o funcţie de forma :

$$Y_{(s)} \cong (\pm) \frac{K}{\ldots + T_3^3 S^3 + T_2^2 S^2 + T_1 S + 1} e^{-\tau S} \ldots \quad (4)$$

Aceeaşi formă pot avea şi funcţiile de transfer pe canalele care au ca mărime de intrare debitul de abur de stripare D_s, iar ca mărimi de intrare debitul produsului din bază D_b, temperatura din

vîrful coloanei θ_v şi temperatura din baza coloanei θ_b.

Semnul „+" sau „−" trebuie considerat pentru fiecare caz în parte, întrucît se observă din curbele de răspuns că unele funcţii de transfer au semnul „+" iar altele semnul „−".

În ceea ce priveşte gradul polinomului de la numitor, calculele au arătat că gradul doi sau trei dau o suficientă precizie în aproximare.

Funcţia de transfer pe canalul ce are ca mărime de intrare debitul de reflux D_r şi ca mărime de ieşire debitul din vîrf D_v poate fi aproximată cu funcţia :

$$Y_{(s)} \cong -K_1 + \frac{K_2}{\ldots + T_3^3 S^3 + T_2^2 S^2 + T_1 S + 1} e^{-\tau S} \ldots \quad (5)$$

Primul termen al funcţiei de transfer (5) exprimă o componentă a răspunsului care apare practic fără inerţie, iar al doilea termen exprimă o componentă caracterizată prin inerţie şi timp de transport.

Timpul de transport τ ia valori care variază pentru fiecare caz în parte, fiind cuprins între 0,5 şi 6 minute.

6. Unele concluzii preliminare

Coloana de fracţionare este un obiect complex al automatizării caracterizat printr-un mare număr de canale de perturbare. Cercetările analitice efectuate pînă în prezent au la bază ipoteze simplificatoare care idealizează mult procesul de fracţionare. Verificările rezultatelor s-au făcut pe coloane de laborator avînd un număr prea mic de talere şi în condiţii ce diferă cu mult de condiţiile în care lucrează coloanele industriale.

În lucrarea de faţă sînt prezentate rezultatele unor cercetări experimentale, efectuate pe cîteva coloane de fracţionare industriale, cum şi o serie de consideraţii teoretice privind aceste aparate. Dintre acestea în încheiere se remarcă următoarele :

Răspunsul coloanei de fracţionare la orice semnal de intrare (util sau perturbator) arată că acest aparat tehnologic are bune proprietăţi de autoîndepărtare, excepţie făcînd numai canalele ce au ca mărime de ieşire nivelul. De asemenea, experienţele arată că la orice modificări ale regimului tehnologic, adică modificări ale mărimilor de intrare, coloana de fracţionare reacţionează cu mare inerţie. Regimurile de trecere în coloanele de fracţionare industriale apar după un timp mort τ care variază între 0,5′ şi 6′, iar durata t_s a acestor regimuri variază între 5′ şi 100′. La aceeaşi coloană de fracţionare, τ şi t_s vor fi cu atît mai mari, cu cît numărul de talere cuprins între locul de aplicare a semnalului de intrare şi locul unde se ridică răspunsul va fi mai mare. Prin urmare, cele mai mari valori ale acestor parametri se înregistrează pentru canalele de perturbare care străbat întreaga coloană de la bază spre vîrf sau invers.

În ce priveşte canalele de perturbare care au ca mărime de ieşire temperatura, se constată la coloana de fracţionare bune proprietăţi de filtrare a frecvenţelor înalte. Răspunsul la perturbaţii periodice cu o perioadă mai mică decît circa 1′ este practic nul, mai ales în cazul canalelor ce străbat un număr însemnat de talere.

Aceasta nu înseamnă însă că eficienţa procesului de fracţionare nu este influenţată negativ de aceşti factori perturbatori. Dacă nu se înregistrează o variaţie a temperaturii, aceasta nu înseamnă că nu va fi înregistrată o înrăutăţire a purităţii produselor separate de coloană, întrucît orice abatere însemnată a parametrilor de regim de la valorile lor optime duce la micşorarea eficienţei procesului separării. De aici reies cîteva concluziii importante :

— necesitatea determinării parametrilor de funcţionare optimă a coloanei de fracţionare şi stabilizarea, pe cît este posibil, a acestor parametri, de preferinţă prin înlăturarea factorilor perturbatori ;

— dacă înlăturarea factorilor perturbatori nu este posibilă, se recomandă ca, în conducerea automată a procesului de fracţionare, să fie adoptat şi principiul de acţiune după perturbaţie, astfel încît efectul factorilor perturbatori să fie anihilat încă de la intrarea în coloană ;

— cea mai bună conducere a procesului de fracţionare se face folosind ca informaţie de lucru probele de compoziţie şi nu temperatura.

În cazul optimizării automate a procesului de fracţionare, adoptînd ca funcţie de conducere debitul de produs de vîrf D_v, la o puritate prescrisă C_v, iar ca agent de reglare debitul de reflux de vîrf D_r, trebuie avut în vedere faptul că, în regim de trecere, variaţiile debitului de reflux se fac practic pe seama debitului de produs de vîrf, ceea ce complică mult funcţiile optimizatorului. Din figura 5 se vede că, la creşterea în salt a lui D_r, apare întîi o scădere bruscă a lui D_v, urmată apoi de o creştere mai lentă a acestui debit.

BIBLIOGRAFIE

[1] Anisimov, I. V. *Avtomaticeskoe regulirovanie proţesa rektificaţii.* Moscova, 1961.

[2] Campbell, D. P. *Process Dynamics.* New York, John Wiley, 1958.

[3] · · · *Dinamiceskie harakteristiki promîşlennîh obiektov regulirovania.* Trudî konferenţii obşcestva priborostroitelei, sostoiavşeesia v Kembridje 4 — 6 aprelia 1956 goda. Moscova, 1960.

[4] Robu, V. I. *Distilare-fracţionare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

[5] Rosenbrock, H. H., Teivendeil, A. B., Stori, K. şi Ciallis, D. A. *Perehodnie proţesî v distilaţionnîh kolonah dlia razdelenia mnogokomponentnîh smesei.* Trudî 1 mejdunarohnovo kongresa mejdunarodnoi federaţii po avtomaticeskomu upravleniu. Moscova, 1961.

[6] Rosenbrock, H. H. *The control of distilation columns.* În : Transactions of the Institution of Chemical Engineers, vol. **40**, 1962, p. 35.

[7] Rosenbrock, H. H. *The transient behaviour of distilation columns and heat exchangers. An historical and critical review.* În : Transactions of the Institution of Chemical Engineers, vol. **40**, 1962, p. 374.

Ing. GR. INDREAŞ — Cand. şt. tehn.

Sistemul deflector al ciclotroanelor clasice

Primele ciclotroane [1] — [6] nu au fost prevăzute cu sisteme de deflecţie pentru extragerea particulelor accelerate.

Asemenea acceleratoare cu fascicul intern funcţionează şi astăzi, fiind folosite îndeosebi pentru producerea izotopilor radioactivi sau a neutronilor. Deoarece în aceste cazuri se cer fascicule de ioni cu intensitate cît mai mare, ţinta se introduce direct între duanţi pe raza corespunzătoare energiei cerute. Utilizarea fasciculului de ioni, nemijlocit în camera de accelerare a ciclotronului, prezintă însă o serie de inconveniente :

— spaţiul limitat dintre duanţi îngreunează amplasarea aparaturii de măsură şi nu permite realizarea geometriei optime în experienţele fizice ;

— zgomotele produse de cîmpurile magnetice şi electrice foarte puternice din interiorul acceleratorului constituie o altă piedică serioasă în efectuarea cercetărilor ; în majoritatea cazurilor măsurile obişnuite ce se pot lua pentru ecranarea aparaturii nu sînt eficace ;

— în sfîrşit, o serie de experienţe care implică măsurări cantitative precise sînt imposibil de efectuat în camera de accelerare datorită radiaţiei de fond a ciclotronului (neutroni şi cuante γ).

Din aceste cauze în prezent majoritatea ciclotroanelor destinate cercetărilor ştiinţifice funcţionează cu fascicul extern fiind prevăzute cu dispozitive de extracţie : fasciculul de ioni este dirijat prin intermediul „conductei" de ioni în camera de reacţie din sălile de măsurări.

În ciclotroanele clasice* deflecţia fasciculului de pe traiectoria circulară se face exclusiv cu ajutorul cîmpului electric. Sensul şi valoarea acestui cîmp se aleg în aşa fel încît interacţiunea cu fasciculul să fie opusă acţiunii de curbare a traiectoriei datorită cîmpului magnetic, iar orbita finală să fie astfel deformată încît să se înscrie în traseul extern ales.

Pentru crearea cîmpului electric de deflecţie, iniţial s-a utilizat chiar tensiunea de înaltă frecvenţă a duanţilor [7]. În acest scop, în exteriorul unuia dintre duanţi, în partea sa laterală, se aşază o placă metalică curbată în mod convenabil, electric pusă la pămînt, astfel încît peretele duantului şi placa să formeze armăturile unui condensator (fig. 1 *A*). În locul unde peretele duantului se întrerupe, ionii ies din zona ecranată fiind supuşi în continuare acţiunii cîmpului electric de înaltă frecvenţă. Deformarea traiectoriei circulare iniţiale, datorită acestui cîmp, permite ca la ieşirea din deflector fasciculul să fie ejectat după direcţia aleasă.

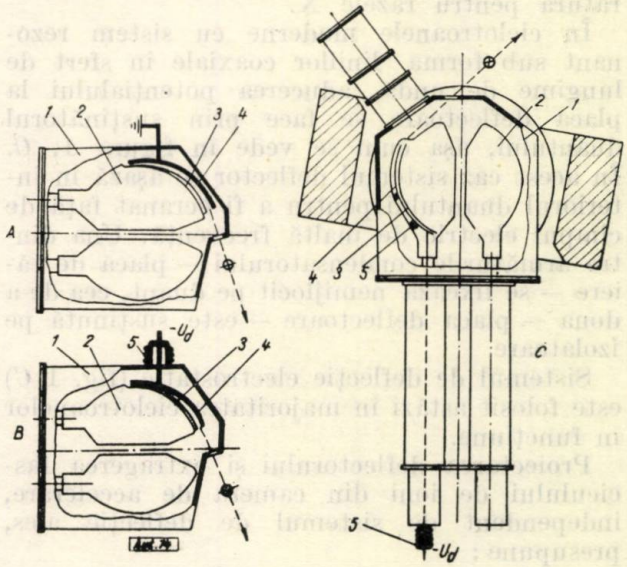


Fig. 1. Evoluţia sistemului de deflecţie al ciclotronului : *A* — schema cu cîmp electric de înaltă frecvenţă ; *B* — schema mixtă ; *C* — schema cu cîmp electric constant (sistemul electrostatic) ; *1* — camera de accelerare ; *2* — duantul ; *3* — placa tăietoare („cuţitul") ; *A*,*B* — la potenţialul duantului ; *C* — pusă la pămînt ; *4* — placa deflectoare : *A* — pusă la pămînt ; *B*/*C* — la potenţialul de deflecţie — U_d ; *5* — izolatoare

O dată cu mărirea dimensiunilor ciclotroanelor şi creşterea energiei ionilor acceleraţi, potenţialul de accelerare a duanţilor s-a dovedit a fi insuficient pentru deflecţia şi extracţia eficientă a fasciculului. În afară de aceastea regimul de accelerare impunea menţinerea constantă a tensiunii pe duanţi, reducînd astfel posibilitatea de reglaj şi acord a procesului de deflecţie.

Schema de deflecţie, utilizînd exclusiv potenţialul de radiofrecvenţă, a fost îmbunătăţită ulterior, prevăzîndu-se posibilitatea conectării suplimentare la placa deflectoare a unui potenţial constant în timp. Valoarea acestui potenţial putea fi variată pentru obţinerea regimului optim de extracţie. Sistemul deflector a rămas în principiu acelaşi cu diferenţa că în acest caz placa deflectoare externă este izolată, potenţialul negativ — U_d fiind adus printr-un izolator de trecere (fig. 1, *B*).

În scurt timp această schemă mixtă a fost simplificată ; renunţîndu-se la componenta de înaltă frecvenţă s-a ajuns la sistemul de deflecţie exclusiv electrostatic. Această simplificare s-a impus deoarece utilizarea concomitentă a potenţialului constant şi de radiofrecvenţă crea o serie de greutăţi tehnice

* Ciclotroanele în care cîmpul magnetic are simetrie azimutală şi descreşte după rază.

(izolatoare speciale, zgomote datorite tensiunii de radiofrecvenţă etc.) şi, în plus, datorită faptului evident că eficacitatea de deflecţie a potenţialului de accelerare $U_d \sin(\omega t + \varphi_0)$ este mai mică decît a potenţialului U_d constant în timp. De remarcat că în perioada respectivă tehnica redresoarelor şi tensiunilor înalte era bine studiată, schemele de alimentare pentru deflectoarele electrostatice fiind complet analoge cu cele utilizate în aparatura pentru razele X.

În ciclotroanele moderne cu sistem rezonant sub forma liniilor coaxiale în sfert de lungime de undă, aducerea potenţialului la placa deflectoare se face prin susţinătorul duantului, aşa cum se vede în figura 1, *C*. În acest caz sistemul deflector se aşază în interiorul duantului pentru a fi ecranat faţă de cîmpul electric de înaltă frecvenţă. Una dintre armăturile condensatorului — placa de tăiere — se fixează nemijlocit pe duant, cea de-a doua — placa deflectoare — este susţinută pe izolatoare.

Sistemul de deflecţie electrostatic (fig. 1 *C*) este folosit astăzi în majoritatea ciclotroanelor în funcţiune.

Proiectarea deflectorului şi extragerea fasciculului de ioni din camera de accelerare, independent de sistemul de deflecţie ales, presupune :

— calculul propriu-zis al traiectoriei (axiale şi marginale) fasciculului în canalul deflector ;

— trasarea fasciculului în conducta externă de ioni, analiza şi focalizarea lui în camera ţintelor ;

— proiectarea construcţiei şi elaborarea tehnologiei elementelor componente ale deflectorului.

În cele ce urmează ne vom opri doar asupra elementelor de calcul şi execuţie a sistemelor deflectoare în ciclotroanele moderne.

Calculul sistemului deflector

Calculul traiectoriei fasciculului în deflector prezintă în sine o problemă destul de complicată. Particulele deflectate, sub influenţa cîmpului electric de pe orbita circulară de rază R_f, parcurg zona deflectorului în regiunea în care valoarea cîmpului magnetic $H_z(R)$ se schimbă sensibil în funcţie de rază. Raza de curbură a traiectoriei, ρ va suferi deci variaţii însemnate. Exprimarea analitică sau tabelată a dependenţei $H_z(\rho)$ necesare pentru calcul presupune cunoaşterea relaţiei $\rho(R)$, adică cunoaşterea anticipată a formei traiectoriei.

Calculul deflectorului mai este îngreuiat şi de faptul că mulţi parametri iniţiali nu pot fi determinaţi în mod univoc. Majoritatea lor sînt aleşi în funcţie de condiţiile concrete de funcţionare a ciclotronului dat şi reprezintă în ultimă instanţă soluţii de compromis. De exemplu : valoarea razei finale de accelerare R_f (amplasarea deflectorului) este determinată de posibilităţile de şimuire ; apertura canalului deflector depinde în mare măsură de conformaţia geometrică şi de intensitatea fasciculului deflectat, ca şi de valoarea cîmpului electric de străpungere ; lungimea deflectorului este legată de dimensiunile duantului etc.

Pentru soluţionarea problemei, calculele se fac de obicei din aproape în aproape, pe porţiuni în care se consideră $H_z = \text{const.}$, folosind metoda grafoanalitică sau maşinile electronice de calcul — acestea din urmă permit studierea unui număr însemnat de variante şi alegerea soluţiei optime [11] — [14].

a) Metoda grafoanalitică

Reprezentarea traiectoriei axiale a fasciculului în zona de extracţie poate fi făcută dacă se cunosc valorile şi direcţia razelor de curbură ρ în diferite momente ale mişcării. În scopul simplificării se vor neglija oscilaţiile verticale ale ionilor pe acest parcurs, considerînd că mişcarea are loc în planul median magnetic ($H_r = 0$; $H_z(R) \equiv H(R)$).

În acest caz expresia componentei orizontale a forţei Lorentz F_{L0} care acţionează asupra ionului avînd masa Am_0, sarcina Ze şi viteza v are forma cunoscută :

$$F_{L0} \equiv \frac{Am_0 v^2}{\rho} = Ze\left[\frac{v}{c} H(R) - E_n(\varphi, t)\right] \quad (1)$$

unde :

$H(R)$ este distribuţia radială a cîmpului magnetic în planul median ;

$E_n(\varphi, t)$ — distribuţia azimutală a cîmpului electric (componenta normală pe traiectoria ionului) în cazul general, funcţie de timp ;

m_0 — masa de repaus a nucleonului ;

e — sarcina elementară ;

A, Z — numărul de masă şi sarcină a ionului ;

c — viteza luminii.

În cazul deflectorului electrostatic, cîmpul electric $E_n(\varphi)$ nu depinde de timp şi expresia razei de curbură din (1) se scrie :

$$\rho = \frac{Am_0 v}{Ze} \cdot \frac{1}{\frac{1}{c} H(R) - \frac{E_n(\varphi)}{v}} \quad (2)$$

Deoarece la intrarea în deflector, cînd $R = R_f$, valoarea cîmpului electric este $E_n = 0$, iar energia cinetică a ionului este $W = W_f$ ($v = v_f$) din (1) rezultă :

$$\frac{Am_0 v}{\rho_0} = \frac{Ze}{c} H(R_f). \quad (3)$$

Ţinînd seamă de (3), expresia razei de curbură într-un punct oarecare al traiectoriei va fi de forma :

$$\rho_i = \frac{\rho_0}{\frac{H(R)}{H(R_f)} - \frac{E_n(\varphi)}{\beta H(R_f)}}, \qquad (4)$$

unde $\beta = \frac{v_f}{c}$, iar valoarea ρ_0, determinată din (3) la intrarea în deflector, poate coincide

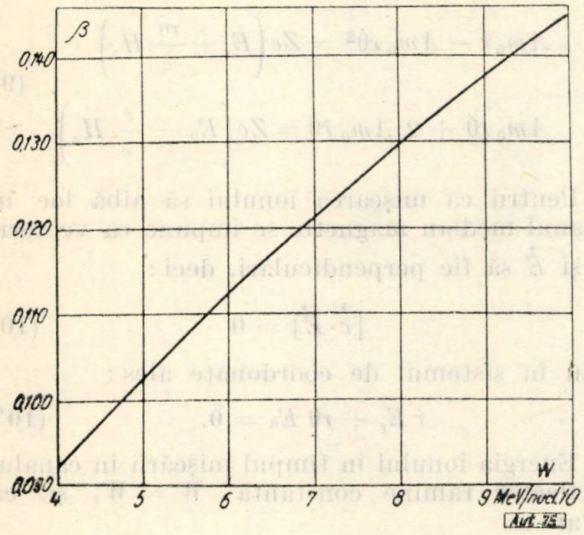


Fig. 2. Dependenţa $\beta = f(W)$.

în anumite cazuri cu R_f (dependenţa $\beta = f(W)$ pentru ionii accelerați în domeniul 4 — 10 MeV, obişnuit pentru ciclotron, este redată în figura 2).

Relaţia (4) poate fi utilizată nemijlocit pentru reprezentarea grafică a traiectoriei axiale a fasciculului în canalul deflector. Pentru simplitate se va utiliza sistemul de coordonate polare r, φ, iar construcţiile grafice respective se recomandă a fi făcute la scara de 1 : 1 sau 1 : 2 în scopul micşorării erorilor.

Regiunea de amplasare a deflectorului din planul median magnetic se împarte în mod convenabil în zone cu $H(R) = \text{const.}$ şi $E_n(\varphi) = \text{const.}$, astfel încît traiectoria reală a fasciculului să poată fi reprezentată pe aceste porţiuni prin arcuri de cerc.

Zonele $H(R) = \text{const.}$ se trasează prin cercuri concentrice din centrul O (o,o) al ciclotronului, astfel încît zonei $\Delta H \simeq 100$ Oe să-i corespundă $\Delta R = 5 \div 10$ mm (în funcţie de scara aleasă).

Zonele $E_n = \text{const.}$ se trasează printr-un mănunchi de raze din acelaşi centru. Unghiul $\Delta\varphi$ dintre două raze poate fi astfel ales încît să se obţină zona deflectorului $\varphi \simeq 20\,\Delta\varphi$ (ceea ce corespunde $\Delta\varphi = 5 \div 10°$, în funcţie de lungimea canalului).

Cunoscînd distribuţia radială a cîmpului magnetic, $H(R)$, valoarea medie $\overline{H}$ în zona i se va determina prin :

$$\overline{H}_i = \frac{H(R_{i-1}) + H(R_i)}{2}. \qquad (5)$$

În cazul general apertura canalului deflector nu este constantă — plăcile deflectorului sînt dispuse după un unghi de deschidere — şi, ca atare, valorile medii ale cîmpului electric $\overline{E}$ în diferite zone se vor determina în mod similar :

$$\overline{E}_i = \frac{E(\varphi_{i-1}) + E(\varphi_i)}{2}. \qquad (6)$$

Evident că pentru $\alpha = 0$ (canal deflector cu plăcile paralele) $\overline{E}_i = E_n = \text{const.}$

Trasarea traiectoriei axiale cu ajutorul metodei grafoanalitice se face pe porţiuni în următoarea ordine.

Din relaţia (4) se calculează valoarea razei de curbură ρ_1 a traiectoriei în prima zonă şi apoi se determină poziţia centrului de curbură pentru această porţiune, avînd în vedere următoarele considerente : admiţînd că centrul ultimei orbite circulare a ionului avînd raza R_f coincide cu centrul magnetic al ciclotronului („precesie" nulă) rezultă că ρ_0 coincide cu R_f atît ca valoare absolută, cît şi ca direcţie. În acest caz centrul de curbură C_1 al traiectoriei în prima zonă va trebui să se găsească pe dreapta care uneşte centrul ciclotronului cu începutul primei zone. Din acest centru se trasează un arc de cerc de rază ρ_1 şi lungime $\Delta\varphi$, determinîndu-se astfel începutul zonei a doua.

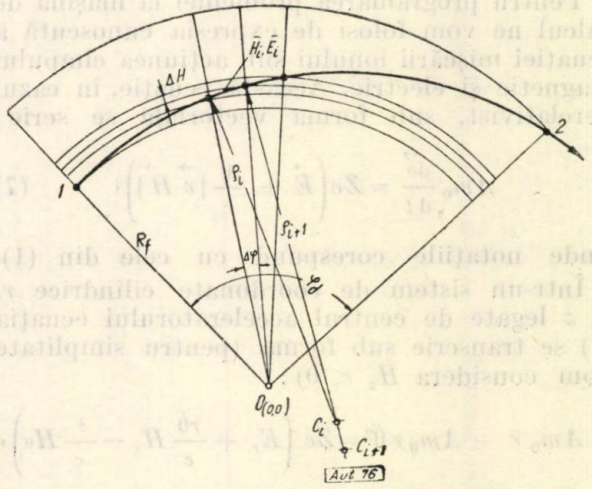


Fig. 3. Reprezentarea traiectoriei axiale a fasciculului deflectat prin metoda grafoanalitică :
1,2 — punctele de intrare şi ieşire ale canalului deflector ; O (0,0) — centrul magnetic al ciclotronului.

Similar se calculează valoarea ρ_2, iar centrul de curbură C_2 al traiectoriei în zona a doua va trebui să se găsească pe dreapta care uneşte centrul de curbură C_1 al traiectoriei din prima zonă cu începutul zonei a doua etc. (fig. 3).

Procedeul grafic expus se bazează pe înlocuirea traiectoriei reale din zonele succesive cu arcuri de cerc avînd raza ρ_i, racordate în mod corespunzător la graniţele fiecărei zone în punctele care admit tangentă comună (justificarea este dată în anexa I).

Traiectoria fasciculului după ieşirea din deflector se reprezintă în mod analog, ţinînd seamă că în relaţia (4) $E = 0$ şi ca atare

$$\rho_i = \rho_0 \frac{H(R_f)}{H(R_i)}.$$

În cazul cînd direcţia calculată a traiectoriei la ieşirea din camera de accelerare diferă de cea scontată, calculele vor fi refăcute admiţînd o valoare convenabilă pentru $E_n(\varphi)$ sau corectînd distribuţia radială a cîmpului magnetic $H(R)$ prin şimuire. Valorile potenţialului de deflecţie U variază în mod obişnuit între 50—100 kV.

Trasarea traiectoriilor marginale ale fasciculului pentru o dispersie unghiulară dată se face în mod analog cu cele expuse.

b) Metoda analitică

Proiectarea sistemului de deflecţie în cazul ciclotroanelor cu energie variabilă sau al ciclotroanelor de ioni grei ridică problema eficienţei metodicii de calcul utilizate. Necesitatea studierii diverselor variante cu un număr mare de parametri independenţi şi condiţii iniţiale diferite impune utilizarea maşinilor electronice de calcul. Faţă de metoda grafoanalitică această cale reprezintă o mare economie de timp, mărind totodată şi precizia calculelor.

Pentru programarea problemei la maşina de calcul ne vom folosi de expresia cunoscută a ecuaţiei mişcării ionului sub acţiunea cîmpului magnetic şi electric. Această ecuaţie, în cazul nerelativist, sub forma vectorială se scrie:

$$Am_0 \frac{d\vec{v}}{dt} = Ze\left(\vec{E} + \frac{1}{c}[\vec{v}\,\vec{H}]\right), \tag{7}$$

unde notaţiile corespund cu cele din (1).

Într-un sistem de coordonate cilindrice r, θ, z legate de centrul acceleratorului ecuaţia (7) se transcrie sub forma (pentru simplitate vom considera $H_z < 0$):

$$Am_0 \ddot{r} - Am_0 r\dot{\theta}^2 = Ze\left(E_r + \frac{r\dot{\theta}}{c}H_z - \frac{\dot{z}}{c}H_\theta\right),$$

$$Am_0 r\ddot{\theta} + 2Am_0 \dot{r}\dot{\theta} = Ze\left(E_\theta + \frac{\dot{z}}{c}H_r - \frac{\dot{r}}{c}H_z\right), \tag{8}$$

$$Am_0 \ddot{z} = Ze\left(E_z + \frac{\dot{r}}{c}H_\theta - \frac{r\dot{\theta}}{c}H_r\right)$$

(punctele de deasupra coordonatelor arată că diferenţierea se face în raport cu timpul).

Pentru reprezentarea traiectoriei axiale a fasciculului se va considera, ca şi în cazul precedent, că:

— mişcarea ionilor în deflector este plană ($z = \dot{z} = 0$);

— cîmpul magnetic are simetrie axială ($H_\theta|_{z=0} = H_r|_{z=0} = 0$);

— cîmpul electric este simetric faţă de planul $z = 0$ ($E_z|_{z=0} = 0$).

Astfel sistemul de ecuaţii (8) devine:

$$\begin{aligned} Am_0 \ddot{r} - Am_0 r\dot{\theta}^2 &= Ze\left(E_r + \frac{r\dot{\theta}}{c}H_z\right) \\ Am_0 r\ddot{\theta} + 2Am_0 \dot{r}\dot{\theta} &= Ze\left(E_\theta - \frac{\dot{r}}{c}H_z\right). \end{aligned} \tag{9}$$

Pentru ca mişcarea ionului să aibă loc în planul median magnetic se impune ca vectorii $\vec{v}$ şi $\vec{E}$ să fie perpendiculari, deci:

$$[\vec{v}\cdot\vec{E}] = 0 \tag{10}$$

sau în sistemul de coordonate ales:

$$\dot{r}E_r + r\dot{\theta}E_\theta = 0. \tag{10'}$$

Energia ionului în timpul mişcării în canalul deflector rămîne constantă $W = W_f$ şi, ca atare:

$$v^2 \equiv v_f^2 = \dot{r}^2 + r^2\dot{\theta}^2 = \text{const.}, \tag{11}$$

unde v_f este valoarea absolută a vitezei ionului la intrarea în deflector.

Folosind (10'), (11) şi relaţia evidentă $E = \sqrt{E_r^2 + E_\theta^2}$, din sistemul de ecuaţii (9) se obţine, după transformări simple, ecuaţia mişcării radiale a ionilor în deflector [14]:

$$\ddot{r} - \frac{v_f}{r}\left(1 - \frac{\dot{r}^2}{v_f^2}\right) = v_f\omega^2\sqrt{1 - \frac{\dot{r}^2}{v_f^2}}\left(\frac{H_z}{H_f} + \frac{cE}{v_f H_f}\right), \tag{12}$$

unde:

$H_f = -H_{zf} > 0$ este componenta verticală a cîmpului magnetic pe raza finală de accelerare R_f (intrarea în deflector);

$\omega_0 = \frac{ZeH_f}{Am_0 c}$ — frecvenţa Larmor corespunzătoare valorii H_f.

Coordonata unghiulară a traiectoriei pentru diverse soluţii $r(t)$ se determină din relaţia:

$$\theta(t) = \theta_0 + v_f\int_0^t \frac{\sqrt{1 - \frac{\dot{r}^2}{v_f^2}}}{r}\,dt. \tag{13}$$

Pentru obţinerea soluţiilor în cazul general se recomandă trecerea la variabile adimensionale:

$$\tau = \omega_0 t;\quad \mathcal{R} = \frac{r}{r_f}.$$

Folosind noile variabile, ecuaţia (12) poate fi pusă sub forma:

$$\Re'' - \frac{1}{\Re}(1 - \Re'^2) = \sqrt{1 - \Re'^2}\,[\varepsilon(\tau, \lambda) - h(\Re)], \quad (14)$$

unde s-a notat: $h(\Re) = -\frac{H_z(R)}{H_f}$; $\varepsilon(\tau, \lambda) = \frac{c\,E(\tau, \lambda)}{v_f H_f}$; $\lambda = \frac{l}{r_f}$

(l este distanţa parcursă de particulă în canalul deflector), iar relaţia (13), presupunînd $\theta_0 = 0$, devine:

$$\theta(\tau) = \int_0^{\tau} \frac{\sqrt{1 - \Re'^2}}{\Re}\,\mathrm{d}\tau, \quad (15)$$

unde $\Re$ este soluţia ecuaţiei (14).

Rezolvînd (14; 15) în ipoteza condiţiilor iniţiale:

$$\Re(0) = 1;\ \Re'(0) = 0 \quad (16)$$

se va obţine traiectoria axială a ionilor în deflector.

Utilizarea maşinii electronice de calcul pentru rezolvarea ecuaţiei mişcării (14; 15) prezintă o serie de avantaje faţă de metodele grafo-analitice. Cazurile în care valoarea cîmpului electric este funcţie directă de timp, adică $E(\tau, \lambda) \equiv E(\lambda)\sin(\tau + \varphi_0)$ (deflectorul cu potenţial de înaltă frecvenţă) sau funcţie indirectă de timp, respectiv $E(\tau, \lambda) \equiv E(\tau)(1 + K\lambda)$ (deflectorul cu apertură variabilă; K este coeficientul unghiular de deschidere) sînt analizate de maşină cu aceeaşi uşurinţă ca şi cazul cel mai simplu (deflectorul electrostatic cu apertură constantă).

În afară de aceasta, reprezentarea traiectoriilor marginale ale ionilor în deflector se poate obţine prin simpla schimbare a condiţiilor iniţiale (16) la intrarea fasciculului în deflector.

Eficienţa extracţiei fasciculului din ciclotron

Coeficientul de utilizare (eficienţa) a sistemelor de deflecţie se exprimă, de obicei, prin raportul dintre valoarea curentului extras şi valoarea curentului intern pe raza finală de accelerare.

În afară de factorii electrici şi constructivi, specifici fiecărui deflector în parte (stabilitatea tensiunii, apertura şi forma canalului etc.), eficienţa sistemelor de extracţie este determinată şi de unii parametri ai regimului de accelerare ca: pasul spiral al traiectoriei la intrarea în deflector; amplitudinea oscilaţiilor radiale; dispersia unghiulară şi energetică a fasciculului la intrarea în deflector etc.

Pentru determinarea valorii pasului spiral al traiectoriei se utilizează relaţia cunoscută care leagă raza orbitei de echilibru R_0 a fasciculului de ioni de energie cinetică W cu valoarea cîmpului magnetic al ciclotronului $H(R_0)$,

$$W = A \cdot H^2(R_0) \cdot R_0^2, \quad (17)$$

unde A este o constantă care depinde de tipul de particulă accelerat şi de sistemul de unităţi.

După logaritmarea şi derivarea expresiei (17) se obţine [4]:

$$\frac{\mathrm{d}W}{W} = 2\frac{\mathrm{d}R_0}{R_0} + 2\frac{\mathrm{d}H(R_0)}{H(R_0)}. \quad (18)$$

Din expresia indicelui cîmpului magnetic

$$n = -\frac{R_0\,\mathrm{d}H(R_0)}{H(R_0)\,\mathrm{d}R_0}$$

rezultă:

$$\frac{\mathrm{d}H(R_0)}{H(R_0)} = -n\frac{\mathrm{d}R_0}{R_0}. \quad (19)$$

Înlocuind (19) în (18) şi ţinînd seama că energia cinetică a particulei la fiecare trecere prin interstiţiul de accelerare se măreşte cu

$$\mathrm{d}W = 2\,Ze\,V_0\cos\varphi \quad (20)$$

unde: V_0 este amplitudinea tensiunii duant-masă;

φ — faza particulei la trecerea prin fanta de accelerare,

creşterea razei traiectoriei după fiecare rotaţie se exprimă prin:

$$\mathrm{d}R_0 = \frac{2\,Ze\,V_0\cos\varphi}{W(1 - n)}R_0. \quad (21)$$

Pasul spiral al traiectoriei va fi maxim pentru cazul $\varphi = 0°$. Condiţiile utilizării maxime a excursiei de fază (obţinerea energiei maxime) impun însă ca accelerarea să fie continuată pînă la $\varphi = \frac{\pi}{2}$. În acest caz, din (21), rezultă că distanţa dintre spire $\mathrm{d}R_0 \to 0$ şi deci amplasarea sistemului deflector devine anevoioasă. De obicei se admite un regim de compromis cu o fază finală de accelerare $\varphi \simeq 60°$. Cum pentru majoritatea ciclotroanelor termenii $(1-n)$ şi $\cos\varphi$ pot fi consideraţi aproximativ egali în zona finală de accelerare, expresia (21) în primă aproximaţie devine:

$$\mathrm{d}R_0 \simeq \frac{2\,Ze\,V_0}{W}R_0. \quad (21')$$

Din (21') rezultă că în zona finală de accelerare creşterea razei traiectoriei nu poate depăşi 1—2% din valoarea lui R_0.

În realitate distanţa dintre ultimele orbite în ciclotron este mult mai mică, în majoritatea cazurilor orbitele chiar se suprapun. Aceasta se datoreşte pe de o parte oscilaţiilor radiale

ale particulelor în procesul de accelerare, iar pe de altă parte, condiţiilor iniţiale care fac ca dimensiunile geometrice (secţiunea) fasciculului la intrarea în deflector să fie comparabile sau să întreacă valorile obţinute din (21) sau (21′) pentru creşterea razei traiectoriei.

În această situaţie „placa tăietoare" a deflectorului îşi justifică întrutotul denumirea: ea taie doar o porţiune din fascicul, pe care o îndreaptă în canalul de deflecţie, restul fiind preluat de faţa sa interioară sub formă de pierderi de căldură. Din această cauză coeficientul de extracţie al sistemelor electrostatice de deflecţie nu depăşeşte 40—50%.

Deflectorul cu profil hiperbolic

În regiunea canalului deflector, distribuţia radială a cîmpului magnetic este caracterizată prin valori relativ mari ale indicelui de cîmp magnetic ($|n| > 1$). Prin urmare fasciculul de ioni, parcurgînd regiunea de deflecţie, îşi va mări apertura radială cu atît mai mult cu cît gradul de neomogenitate după energie şi abaterea unghiulară la intrarea în deflector sînt mai mari. Pentru înlăturarea pierderilor suplimentare pe plăcile deflectoare, aşa cum s-a arătat mai înainte, apertura deflectorului este variabilă de-a lungul canalului, deschiderea mărindu-se liniar spre ieşire.

De cele mai multe ori utilizarea fasciculului nu se face în imediata apropiere a ciclotronului şi de aceea trebuie prevăzute măsuri speciale de focalizare. În lucrările referitoare la primele încercări de extracţie a protonilor cu energia de 6 MeV (record pentru acel timp) din ciclotronul de 27″ se arată că dispersia radială a fasciculului la numai 40 cm de camera de accelerare atingea 10 cm [8], [9]. Dispersia unghiulară în planul median al fasciculului la ieşirea din deflectorul ciclotronului cu diametrul pieselor polare 120 cm reprezintă 15—20° [10].

Pentru a preîntîmpina defocalizarea radială excesivă a fasciculului în zona de deflecţie, în ultimul timp s-a propus utilizarea canalului deflector cu cîmp electric neuniform, configuraţia acestui cîmp fiind aleasă în aşa fel încît să compenseze acţiunea de defocalizare radială datorită cîmpului magnetic.

Evident că în acest caz $E(\varphi)$ va trebui ales în aşa fel încît numitorul expresiei (2) să rămînă constant în toată secţiunea canalului deflector:

$$\frac{1}{c} H(R) - \frac{E(\varphi)}{v_f} = \text{const.} \qquad (22)$$

sau

$$\beta_f \frac{\partial H(R)}{\partial y} = \frac{\partial E(\varphi)}{\partial y}, \qquad (22')$$

unde: y este coordonata în planul median ($z = 0$) normală la traiectorie;

$$\beta_f = \frac{v_f}{c}.$$

$$\text{Cum } \frac{\partial H(R)}{\partial y} = \frac{\partial H_z}{\partial r} \cdot \frac{\partial r}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial y} = \frac{dH_z}{dr} \cdot \frac{\partial r}{\partial y}$$

(cîmpul magnetic are simetrie axială: $\frac{\partial H_z}{\partial \varphi} = 0$)

$$\text{şi } \frac{\partial r}{\partial y} = \frac{v_\theta}{v_f} = \frac{r\dot{\theta}}{v_f} \sqrt{1 - \frac{\dot{r}^2}{v_f^2}} = \sqrt{1 - \mathcal{R}'^2}$$

condiţia (22′) se transcrie:

$$\beta \sqrt{1 - \mathcal{R}'^2} \frac{dH_z}{dr} = \frac{\partial E(\varphi)}{\partial y}, \qquad (23)$$

unde $\frac{dH_z}{dr}$ reprezintă dependenţa radială a cîmpului magnetic cunoscută din măsurările magnetice.

Pentru majoritatea ciclotroanelor şimuirea se realizează în aşa fel încît dependenţa $H_z(R)$ în zona de deflecţie să fie abrupt-liniară; valorilor mari ale gradientului cîmpului magnetic le corespunde $\frac{dH_z}{dr} = \text{const.}$

Pentru producerea cîmpului electric capabil să compenseze acest gradient constant s-a propus utilizarea plăcilor deflectoare cu profil hiperbolic.

Coeficientul de hiperbolicitate $\varkappa$:

$$\left(\frac{2y}{d} + \frac{1}{\varkappa}\right)^2 - \frac{4z^2}{d^2} = \left(\frac{1}{\varkappa} + 1\right)^2 \quad \text{— placa tăietoare (internă),} \qquad (24)$$

$$\left(\frac{2y}{d} + \frac{1}{\varkappa}\right)^2 - \frac{4z^2}{d^2} = \left(\frac{1}{\varkappa} - 1\right)^2 \quad \text{— placa deflectoare (externă),} \qquad (25)$$

şi valoarea cîmpului electric E în planul median al deflectorului

$$E = \frac{U_d}{d}\left(1 + 2\varkappa \frac{y}{d}\right) \qquad (26)$$

pot fi determinaţi în diferite puncte de-a lungul deflectorului, ţinînd seamă de condiţia de compensare integrală a acţiunii de defocalizare radială [15]:

$$\varkappa = \frac{v}{2c} \frac{d}{E_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} \qquad (27)$$

unde $E_0 = \frac{U_d}{d}$, iar d — apertura canalului (constantă).

Cunoscînd funcţiile $\frac{dH_z}{dr}$, $\frac{\partial r}{\partial y}$ şi adoptînd valori convenabile pentru E_0 se calculează $\varkappa(\lambda)$. Aspectul acestei funcţii pentru o şimuire

obişnuită a ciclotronului cu diametrul pieselor polare 120 cm este redat în figura 4 B.

După cum se vede din această figură, comportarea funcţiei $\varkappa$ (λ) poate fi împărţită în două porţiuni: prima, în care valorile $\varkappa = \varkappa_1$ sînt neglijabile — profilul plăcilor deflectoare

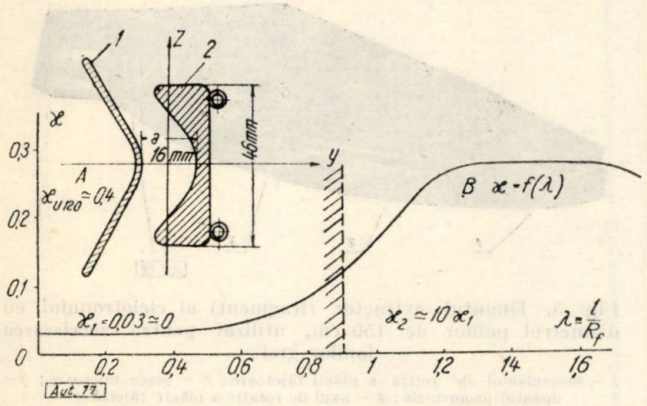


Fig. 4. Canalul deflector cu profil hiperbolic:
A — secţiune (ciclotronul U-120); *B* — funcţia $\varkappa$ (λ), comună pentru cazurile obişnuite de şimuire la diferite ciclotroane.

putînd fi menţinut plan — şi a doua, în care $\varkappa = \varkappa_2 \simeq 10\varkappa_1$ se menţine aproape constant. Această situaţie ne îndreptăţeşte ca, ţinînd seamă de considerente de ordin tehnologic, să admitem în această regiune un profil cu hiperbolicitate constantă $\varkappa \geqslant \varkappa_{max} = \text{const}$. De remarcat că acest lucru este valabil pentru majoritatea variantelor de şimuire încercate la diferite ciclotroane. Pentru $E_0 = 30 \div 50$ kV/cm — valori obişnuite în deflectorul cu profil hiperbolic — $\varkappa_2 = 0{,}3 \div 0{,}5$.

În figura 4 *A* este reprezentat în secţiune canalul deflector cu profil hiperbolic. Cifrele indică dimensiunile corespunzătoare ciclotronului U-120. Cu acest deflector dispersia unghiulară a fasciculului în planul median a fost micşorată de cinci ori, în comparaţie cu deflectorul plan; dispersia unghiulară în planul vertical se măreşte în acelaşi timp de $\sim 1{,}5$ ori, reprezentînd ca valori absolute 3° şi respectiv 1°[10].

Deflecţia fasciculului de ioni în ciclotroanele cu energie variabilă şi în ciclotroanele de ioni grei

În ciclotroanele destinate accelerării ionilor multiplu încărcaţi (ioni grei — $\frac{A}{Z} > 1$) sau în cele cu energie variabilă se ridică problema extragerii diverselor fascicule cu ajutorul aceluiaşi sistem deflector localizat pe raza finală de accelerare R_f.

Folosindu-ne de expresia razei de curbură (4), putem stabili condiţia prin care două sau mai multe fascicule de ioni cu caracteristici diferite să fie deflectate în condiţii identice de către sistemul de extracţie dat. Pentru aceasta este necesar ca:

$$\frac{H_1(R)}{H_1(R_f)} - \frac{E_1(\varphi)}{\beta_1 H_1(R_f)} = \frac{H_2(R)}{H_2(R_f)} - \frac{E_2(\varphi)}{\beta_2 H_2(R_f)}. \qquad (28)$$

Distribuţia radială relativă a cîmpului magnetic $\frac{H(R)}{H(R_f)}$ în regiunea de deflecţie se schimbă puţin cînd $H(R_f)$ variază în limite destul de largi pentru o şimuire dată (variaţia energiei sau acordarea ciclotronului pe ioni cu $\frac{A}{Z} = \text{var.}$).

Prin urmare, pentru cazul cînd $\frac{H_1(R)}{H_1(R_f)} \simeq \frac{H_2(R)}{H_2(R_f)}$, condiţia (28) poate fi transcrisă sub forma:

$$\frac{E_1(\varphi)}{E_2(\varphi)} = \frac{\beta_1 H_1(R_f)}{\beta_2 H_2(R_f)}. \qquad (29)$$

În cazul nostru se poate considera cu suficientă precizie $\beta = \sqrt{\frac{2W}{\varepsilon_0}}$, unde ε_0 este energia de repaus a nucleonului (pentru $W \leqslant 0{,}013\,\varepsilon_0$ eroarea comisă este $< 1\%$) şi prin urmare:

$$\frac{E_1(\varphi)}{E_2(\varphi)} = \sqrt{\frac{W_1}{W_2}}\,\frac{H_1(R_f)}{H_2(R_f)} = \frac{H_1^2(R_f)}{H_2^2(R_f)}\,\frac{\left(\frac{Z}{A}\right)_1}{\left(\frac{Z}{A}\right)_2} \qquad (29')$$

La ciclotroanele cu energie variabilă, pentru extracţia fasciculului de ioni de diferite energii, potenţialul de deflecţie va trebui să fie schimbat în raportul pătratelor valorilor respective ale cîmpului magnetic $\left(\frac{Z}{A} = \text{const.}\right)$.

Accelerarea ionilor grei cu diferite valori ale raportului $\frac{A}{Z}$ poate să fie făcută în diferite moduri:

a) Regim de accelerare cu cîmp magnetic constant $H_1(R_f) = H_2(R_f) = \text{const}$. În acest caz:

$$\frac{E_1(\varphi)}{E_2(\varphi)} = \frac{\left(\frac{A}{Z}\right)_2}{\left(\frac{A}{Z}\right)_1}. \qquad (30)$$

Ionii cu valori diferite ale raportului $\frac{A}{Z}$ vor avea energii (pro nucleon) diferite pe raza finală de accelerare R_f. Pentru deflectarea ionilor cu $\left(\frac{A}{Z}\right)_2 > \left(\frac{A}{Z}\right)_1$ potenţialul de deflecţie va trebui micşorat în raportul dat de relaţia (30).

b) Regim de accelerare cu frecvenţă $(f_0)_i$ constantă: $(f_0)_i = K\left(\frac{Z}{A}\right)_1 H_1(R_f) =$

$$= K\left(\frac{Z}{A}\right)_2 H_2(R_f) = \text{const.}$$

Relaţia (29′) devine :

$$\frac{E_1(\varphi)}{E_2(\varphi)} = \frac{H_1(R_f)}{H_2(R_f)}. \qquad (31)$$

În acest caz ionii cu valori diferite ale raportului $\frac{A}{Z}$ vor avea aceeaşi energie (pro nucleon) pe raza finală de accelerare R_f. Pentru extragerea lor cu ajutorul aceluiaşi sistem deflector potenţialul U_d va trebui să fie mărit sau micşorat în raportul valorilor respective ale cîmpului magnetic [relaţia (31)].

Deflectorul mixt cu cîmp electric de înaltă frecvenţă

Deşi la majoritatea ciclotroanelor clasice, aşa cum s-a arătat, pentru extracţia fasciculelor de ioni se utilizează sisteme electrostatice, se cunosc şi cazuri de ciclotroane moderne în care deflecţia fasciculului este realizată cu sistem mixt : cîmp electric de înaltă frecvenţă cu componenta adiţională constantă pentru asigurarea reglajului [16], [17].

Revenirea la sistemul de deflecţie mixt este justificată în cazurile în care pentru crearea tensiunii de accelerare ciclotroanele respective utilizează generatoare de înaltă frecvenţă, de putere mare (sute de kilowaţi şi deci potenţialul duant-masă poate atinge valori cuprinse între 150—200 kV).

În aceste cazuri scoaterea plăcii deflectoare din interiorul duantului este îndreptăţită deoarece duce la mărirea rigidităţii electrice a sistemului deflector. Mărirea spaţiului de străpungere face posibilă folosirea cîmpurilor electrice de deflecţie puternice (~150 kV/cm) şi creşte eficacitatea de extracţie. Un avantaj suplimentar oferit de acest sistem îl constituie şi posibilitatea reglării mecanice a deflectorului cu mijloace simple sub vid. În cazul deflectorului electrostatic, aşezat în interiorul duantului, ajustarea lui este o problemă dificilă care presupune fie dispozitive extrem de complicate, fie demontarea duantului.

Un astfel de sistem deflector mixt cu armături plane a fost utilizat cu succes pentru extragerea fasciculelor de ioni grei din ciclotronul cu diametrul pieselor polare de 150 cm [18]. În acest scop a fost construit un nou duant (duantul extractor) care se vede în figura 5. Placa tăietoare (cuţitul) a fost fixată pe raza finală de accelerare $R_f = 66{,}5$ cm la un unghi de 75° faţă de axa duanţilor pe direcţia de mişcare a particulelor. Placa tăietoare are posibilitatea de a se roti în jurul axei *4* prin intermediul dispozitivului *1* acţionat mecanic din afara camerei de accelerare.

Schema de ansamblu a deflectorului este reprezentată în figura 6. Placa deflectoare *4*, după cum se vede, este secţionată şi constă din două părţi independente atît din punct de vedere electric, cît şi mecanic. Plăcile sînt susţinute de suporţii cilindrici *5* şi sînt fixate prin intermediul izolatoarelor de trecere *7* pe flanşele *6*, etanşate, la rîndul lor, pe camera de accelerare. Atît placa tăietoare, cît şi

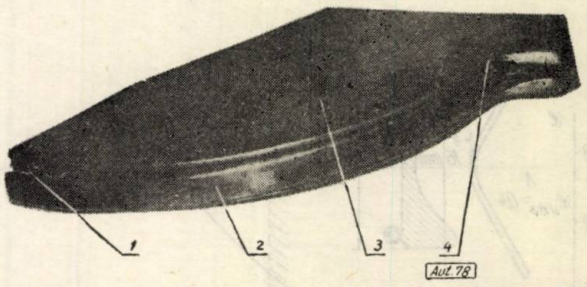


Fig. 5. Duantul extractor (fragment) al ciclotronului cu diametrul polilor de 150 cm, utilizat pentru accelerarea ionilor grei :

1 — mecanismul de rotire a plăcii tăietoare ; *2* — placa tăietoare ; *3* — duantul propriu-zis ; *4* — axul de rotaţie a plăcii tăietoare.

plăcile deflectoare sînt confecţionate din cupru, avînd un sistem de răcire cu apă. Izolatorul de trecere *7* satisface cerinţe multiple. În afară de faptul evident că sînt de înaltă tensiune (aproximativ 100 kV), ei trebuie să aibă comportare corespunzătoare în înaltă frecvenţă (tensiunea de accelerare) şi, în sfîrşit, să reziste la solicitări mecanice şi termice.

Plăcile deflectoare *4* au posibilitatea de deplasare după direcţia suporţilor *5* (ajustarea aperturii) cu ajutorul mecanismului *8*; suplimentar se poate face şi rotirea plăcilor cu ajutorul manivelei *9*. Toate aceste reglaje pot fi executate sub vid.

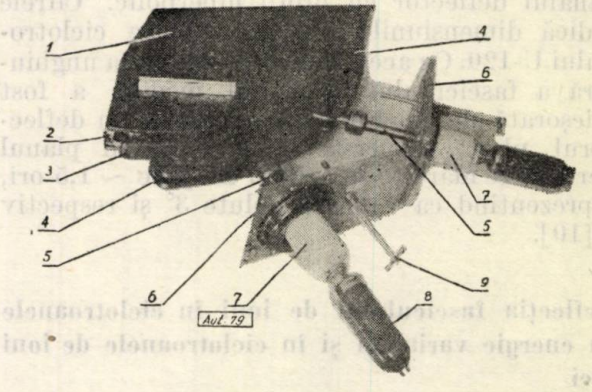


Fig. 6. Sistemul de deflecţie mixt al ciclotronului cu diametrul pieselor polare de 150 cm (schema de asamblare) :

1 — duantul extractor ; *2* — dispozitivul de rotaţie a plăcii tăietoare ; *3* — placa tăietoare ; *4* — placa deflectoare ; *5* — susţinătorul plăcii deflectoare ; *6* — flanşa de montaj ; *7* — izolatorul de trecere ; *8* — dispozitivul de reglaj sub vid al aperturii canalului deflector ; *9* — dispozitivul de rotaţie a plăcii deflectoare.

Alegerea variantei cu placă deflectoare divizată dă posibilitatea alimentării electrice individuale. Valoarea potenţialului constant a celei de-a doua plăci poate fi astfel mărită încît cîmpul electric de-a lungul canalului deflector să fie menţinut constant la valoarea

sa maxim admisibilă, compensînd astfel creşterea aperturii.

Din cauza curenţilor de înaltă frecvenţă care circulă prin plăcile de deflecţie, acestea din urmă trebuie puse la pămînt prin intermediul unor capacităţi. În deflectorul descris punerea la pămînt a plăcilor deflectoare se face cu ajutorul unor condensatoare de înaltă tensiune ($U = 100$ kV) avînd capacitatea $C = 2\,000$ pF aşezaţi în exteriorul camerei de accelerare. În unele cazuri punerea la pămînt pe înalta frecvenţă se face chiar în interiorul camerei de accelerare, utilizîndu-se condensatoare lamelare sau inelare în vid [17].

Schema principială de alimentare a plăcilor deflectoare este dată în figura 7. Pentru a împiedica pătrunderea curenţilor de înaltă frecvenţă în elementele redresorului se recomandă conectarea în serie a unei impedanţe potrivite. În schema dată nu a fost prevăzută conectarea selfului de blocare, întrucît componenta de înaltă frecvenţă măsurată la bornele filtrului redresorului de înaltă tensiune s-a dovedit a fi neglijabilă. Rezistenţa cu apă de 5—10 MΩ, înseriată în circuitul principal, este destinată limitării curenţilor în caz de străpungere cum şi în timpul antrenării. Circuitul apei de răcire este reprezentat printr-o rezistenţă echivalentă prin care redresorul de înaltă tensiune este pus la pămînt.

Cu ajutorul acestui sistem mixt s-a realizat deflecţia ionilor C_{12}^{+4} la energia de 75 MeV cu eficienţa de 40—45% [18].

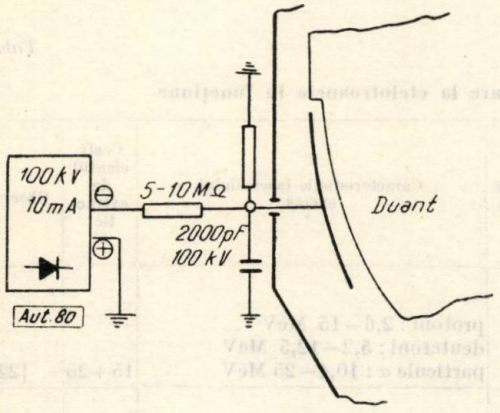


Fig. 7. Schema principală de alimentare a sistemului de deflecţie mixt utilizată la ciclotronul cu diametrul de 150 cm.

Deflecţia fasciculelor de ioni negativi

Încercările de accelerare a ionilor negativi în ciclotroane sînt destul de recente [19]. Rezultate preliminare au arătat că fasciculele de ioni negativi pot fi extrase din camera de accelerare cu eficienţă de aproape 100%.

Pe raza finală de accelerare în calea fasciculului de ioni negativi se aşază un mediu de „stripping" *, de obicei o foiţă subţire de Al_2O_3 (fig. 8). Deoarece valoarea relativă a sarcinii de echilibru la energia $W > 5-6$ MeV/nucleon tinde către 1, la trecerea prin foiţă ionii H^- pierd ambii electroni, transformîndu-se în

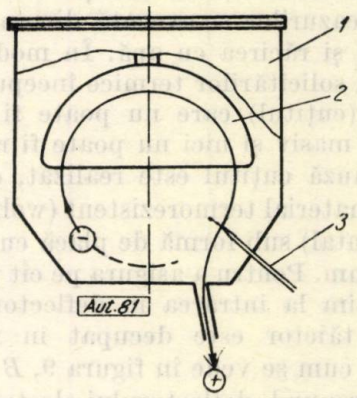


Fig. 8. Schema de deflecţie în cazul accelerării ionilor negativi:
1 — camera de accelerare; *2* — duantul; *3* — dispozitivul de „despuiere" (foiţă de Al_2O_3).

H^+. Ca urmare are loc şi schimbarea de semn a curburii traiectoriei fasciculului, ceea ce permite ejectarea ionilor, fără alt dispozitiv special de deflecţie.

Acest mod de deflectare a fasciculului, pe lîngă eficienţa ridicată de extracţie, asigură şi alte avantaje dintre care amintim posibilitatea de deflecţie de pe diferite raze de accelerare începînd de la $R_{extr} \geqslant 1/3\ R_f$ (valori mai mici pentru R_{extr} duc la revenirea fasciculului în interiorul cîmpului). În această situaţie, accelerarea ionilor negativi reprezintă o cale simplă de transformare a ciclotroanelor obişnuite în ciclotroane cu energie variabilă.

Ionii negativi pentru accelerarea în ciclotroane se obţin direct din surse cu arc, asemănătoare surselor de ioni pozitivi. Astfel la încercările pe standuri de probă s-au obţinut fasciculele D^- cu intensitate ~ 2 mA [20] şi H^- de ordinul zecilor şi sutelor de μA.

Încercările de accelerare a ionilor negativi în domeniul energiilor sutelor de MeV (în fazotroane, cînd avantajul eficacităţii de extracţie ar fi deosebit de preţios) nu au dat rezultatele aşteptate: la energii mari şi în cîmpuri magnetice intense ionii negativi încep să se disocieze, în acest caz accelerarea poate fi asigurată numai atunci cînd timpul mediu de viaţă a ionilor întrece durata procesului de accelerare propriu-zis [21].

* Mediu pentru schimbarea semnului sarcinii.

Elemente constructive şi tehnologice. Performanţele unor deflectoare la ciclotroanele în funcţiune

Armăturile sistemului deflector (placa tăietoare şi de deflecţie) trebuie să asigure o cît mai bună evacuare a căldurii şi de aceea în majoritatea cazurilor se execută din cupru, fiind prevăzută şi răcirea cu apă. În mod deosebit este supus solicitărilor termice începutul plăcii tăietoare (cuţitul) care nu poate fi confecţionat prea masiv şi nici nu poate fi răcit. Din această cauză cuţitul este realizat, de obicei, dintr-un material termorezistent (wolfram, molibden, tantal) sub formă de placă cu grosimea 0,5—0,6 mm. Pentru a asigura pe cît posibil un unghi optim la intrarea în deflector, centrul cuţitului tăietor este decupat în formă de pană, aşa cum se vede în figura 9, *B* (dimensiunile corespund deflectorului electrostatic al ciclotronului cu diametrul pieselor polare 150 cm).

O metodă simplă de confecţionare a plăcilor deflectoare o constituie ambutisarea pe şablon. În acest mod a fost executat sistemul deflector descris în [18].

Caracteristicile principale şi performanţele unor sisteme deflectoare de tip electrostatic şi mixt sînt redate în tabela 1. Energia maximă a fasciculelor de protoni extrase din ciclotroanele clasice cu ajutorul acestor sisteme este de 15 MeV. Intensitatea cîmpului electric de deflecţie oscilează în jurul valorii de 100 kV/cm în sistemele electrostatice şi poate atinge 200—250 kV/cm în cele mixte. Eficienţa de extracţie nu întrece 50% (în coloana „observaţii" sînt indicate sursele bibliografice).

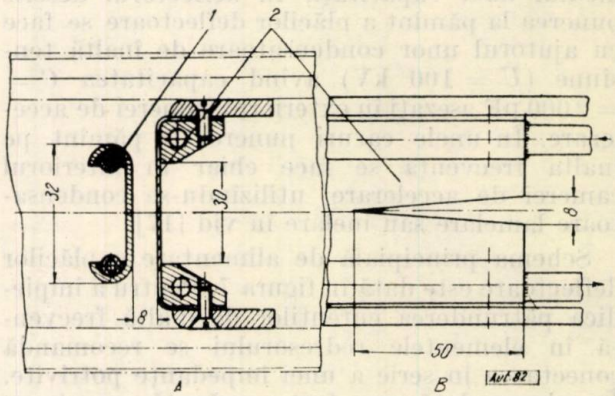


Fig. 9. Sistemul de deflecţie electrostatic utilizat la ciclotronul de 150 cm pentru extragerea ionilor grei:
A — secţiune intrare; *B* — configuraţia plăcii tăietoare la intrarea în canal; *1* — placa deflectoare; *2* — placa tăietoare (săgeţile la intrarea în canalul deflector indică sensul apei de răcire).

Fasciculele intense de protoni cu energie superioară cuprinsă între 15—50 MeV pot fi obţinute în ciclotroane cu variaţie azimutală a cîmpului magnetic (izocrone). În majoritatea cazurilor, pentru extragerea fasciculelor din aceste ciclotroane se utilizează sisteme de deflecţie principial similare cu cele folosite în ciclotroanele clasice.

Tabela 1

Caracteristicile principale ale unor sisteme deflectoare la ciclotroanele în funcţiune

Tipul sistemului deflector şi denumirea ciclotronului	Extinderea azimutală, grade	Apertura, mm	Valoarea maximă a cîmpului electric de deflecţie, kV/cm	Caracteristicile fasciculului extras	Coeficientul de extracţie, %	Observaţii
Deflectorul electrostatic al ciclotronului cu energie variabilă de 90" al Universităţii din California (Livermore, S.U.A.)	2×75		50—60	protoni: 2,6—15 MeV deuteroni: 5,2—12,5 MeV particule α: 10,4—25 MeV	15÷25	[22]
Deflectorul electrostatic cu cîmp electric neuniform al ciclotronului cu diametrul polilor de 150 cm (U.R.S.S.)	157	intrare: 8 ieşire: 15	70—80	deuteroni: 20 MeV		[15], [23]
Deflectorul electrostatic cu cîmp electric neuniform al ciclotronului de serie U—120 (U.R.S.S.)	100	intrare: 6 ieşire: 12 porţiunea hiperbolică: 16	120	deuteroni: 13,7 MeV; 100—200μA	40÷50	[24]
Deflectorul mixt al ciclotronului cu diametrul pieselor polare de 160 cm. Universitatea din Tokio (Japonia)	60	intrare: 5 ieşire: 15	~250	protoni: 7,5—15 MeV; 200 μA deuteroni: 15—21 MeV; 200 μA particule: 30—42 MeV; 100 μA	30	[17]
Deflectorul mixt al ciclotronului de 60" al Universităţii din Washington (S.U.A.)	70	intrare: 8 ieşire: 16	~250	deuteroni: 21 MeV; 125—200 μA		[16]

ANEXA 1

Ecuaţia cercului de rază ρ_1, avînd centrul în punctul $C_1(x_1, y_1)$, se scrie:

$$(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 = \rho_1^2.$$

Expresia tangentei la acest cerc în punctul $M_0(x_0, y_0)$ (punctul de graniţă al zonei) are forma:

$$\left.\frac{\partial F}{\partial x}\right|_{x=x_0} (x - x_0) + \left.\frac{\partial F}{\partial y}\right|_{y=y_0} (y - y_0) \equiv 2(x_0 - x_1)(x - x_0) + 2(y_0 - y_1)(y - y_0) = 0. \quad (1)$$

Analog pentru cercul de rază ρ_2, avînd centrul în punctul $C_2(x_2, y_2)$ expresia tangentei în punctul $M_0(x_0, y_0)$ se scrie:

$$2(x_0 - x_2)(x - x_0) + 2(y_0 - y_2)(y - y_0) = 0. \quad (2)$$

Condiţia tangentei la curba comună impune egalitatea coeficienţilor unghiulari ai dreptelor (1) şi (2):

$$\frac{x_0 - x_1}{y_0 - y_1} = \frac{x_0 - x_1}{y_0 - y_2} \quad (3)$$

sau $(x_0 - x_1)(y_0 - y_2) - (x_0 - x_2)(y_0 - y_1) = 0.$ (3′)

Relaţia (3′) poate fi scrisă sub forma:

$$(x_0 - x_1)(y_0 + y_1) + (x_2 - x_0)(y_2 + y_0) + (x_1 - x_2)(y_1 + y_2) = 0. \quad (4)$$

Relaţia (4) este identică cu:

$$\begin{vmatrix} x_0 & y_0 & 1 \\ x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \end{vmatrix} = 0,$$

adică tocmai condiţia de coliniaritate a punctelor $C_1(x_1, y_1)$, $C_2(x_2, y_2)$ şi $M_0(x_0, y_0)$, (fig. 10).

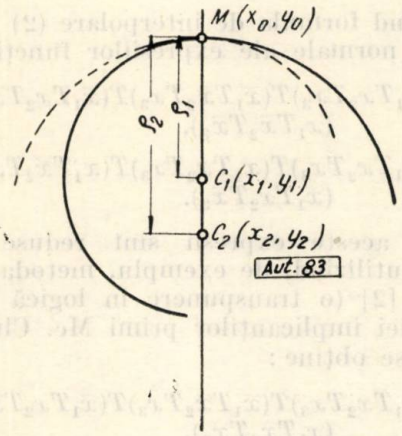


Fig. 10. Condiţia de coliniaritate a punctelor $C_1(x_1, y_1)$, $C_2(x_2, y_2)$ şi $M_0(x_0, y_0)$.

BIBLIOGRAFIE

[1] Lawrence, E. O. şi Livingston, M. S. În: *Phys. Rev.* 37, 1931, p. 1707 (A).

[2] Lawrence, E. O. şi Livingston, M. S. În: *Phys. Rev.* 38, 1931, p. 834 (L).

[3] Lawrence, E. O. şi Livingston, M. S. În: *Phys. Rev.* 40, 1932, p. 19.

[4] Livingston, M. S. În: *Phys. Rev.* 42, 1932, p. 441 (L).

[5] Livingston, M. S. şi Lawrence, E. O. În: *Phys. Rev.* 43, 1933, p. 212 (A).

[6] Lawrence, E. O. şi Livingston, M. S. În: *Phys. Rev.* 45, 1934, p. 608.

[7] Livingston, M. S. În: *Journal of Applied Physics* 15, 1944, p. 1.

[8] Cooksey, D. şi Lawrence, E. O. În: *Phys. Rev.* 49, 1936, p. 866 (A).

[9] Lawrence, E. O. şi Cooksey, D. În: *Phys. Rev.* 50, 1936, p. 1131.

[10] Alekseev, A. G. şi col. *Rasciot osnovnîh elementov uskoritelnovo trakta i sistemî vivoda pucika ţiklotrona U — 120 — 1.* Comunicare prezentată la conferinţa de ciclotroane. Cracovia, 1961.

[11] Livingood, J. J. *Principles of cyclic particle accelerators.* New York, 1961.

[12] Kokame, I. şi Yamashita, S. În: *Journal Phys. Soc. Japan* 11, 1956, p. 332.

[13] Owens, H. C. *Nuclear Instruments and Meth.* 18—19, 1962, p. 295.

[14] Babikov, V. V. şi col. *Preprint OIAI R — 1480.* Dubna, 1963.

[15] Arzumanov, A. A. şi Mironov, E. S. În: *Atomnaia Energhia* 6, nr. 2, 1959, p. 202.

[16] Schmidt, F. H. şi alţii. În: *Review of scientific Instr.* 25, nr. 5, 1964, p. 499.

[17] Kikuchi, S. În: *Journal Phys. Soc. Japan* 15, nr. 1, 1960, p. 41.

[18] Oganesian, Iu. Ţ. şi alţii. *Preprint OIAI R—1507.* Dubna, 1964.

[19] Rickey, M. E. şi Smythe, R. În: *Nuclear Instruments and Meth.* 18—19, 1962, p. 66.

[20] Ehlers, K W. În: *Nuclear Instruments and Meth.* 22, 1963, p. 87.

[21] Judd, D. L. În: *Nuclear Instruments and Meth.* 18—19, 1962, p. 70.

[22] Hernandez, H. P. În: *Nuclear Instruments and Meth.* 9, nr. 3, 1960, p. 287.

[23] Nemionov, L. M. şi col. În: *Atomnaia Energhia* 1, nr. 2, 1957, p. 36.

[24] Alekseev, A. G. şi col. În: *Atomnaia Energhia* 7, nr. 2, 1959, p. 148.

Ing. ŞERBAN BASARAB

O metodă tip de sinteză a automatelor finite fără memorie, cu mai multe ieşiri, realizate cu elemente de comutaţie statică

Consideraţii generale

Această lucrare se referă la automatele finite fără memorie, realizate cu elementele de comutaţie statică, avînd ca element fundamental elementul „NICI" care realizează funcţia lui Sheffer de n variabile [1]:

$$x_1 T x_2 T \ldots T x_n = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \ldots \bar{x}_n = \overline{x_1 \cup x_2 \cup \ldots \cup x_n} \quad (1)$$

S-a notat cu x_i $(i = 1, 2, \ldots, n)$ variabila binară asociată intrării i, iar cu n, numărul de intrări ale elementului. În practică n nu poate fi oricît de mare [2]; celulele tipizate se construiesc uzual cu 3—6 intrări, deoarece practica a arătat că acest număr este, în general, suficient pentru schemele de automatizări industriale şi pentru calculatoare.

În lucrarea [2] este dată o metodă de sinteză minimală a automatelor finite fără memorie cu o singură ieşire, realizate cu elemente „NICI".

Scopul lucrării de faţă este să prezinte o metodă tip de sinteză a automatelor finite fără memorie cu mai multe ieşiri, realizate cu elemente „NICI", dispuse în două niveluri.

Principiul metodei

Se consideră un automat finit cu n intrări şi m ieşiri. Se admite că semnalele aplicate la intrare şi semnalele obţinute la ieşire sînt semnale binare.

Se asociază semnalelor de intrare variabilele binare $x_1, x_2, \ldots, x_n$ şi semnalelor de ieşire variabilele binare $z_1, z_2 \ldots, z_m$.

Se urmăreşte ca, pornindu-se de la programul de funcţionare al automatului concretizat într-un tabel complet (variabilele asociate mărimilor de ieşire sînt definite pentru toate cele 2^n combinaţii ale variabilelor asociate mărimilor de intrare) numit în mod curent „tabel de adevăr", să se determine expresiile minimale ale variabilelor $z_1, z_2, \ldots z_m$ ca funcţii de variabilele independente $x_1, x_2 \ldots \ldots x_n$.

Se consideră minimale acele expresii care permit realizarea grupului de funcţii date cu un număr minim de elemente fizice. Se scriu formele normale ale expresiilor funcţiilor $z_1, z_2, \ldots, z_m$ obţinute prin aplicarea formulei de interpolare [1]:

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = \underset{\substack{\alpha_i \in L_2 \\ i=1,2,\ldots,n}}{T} [f(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, \ldots, \bar{\alpha}_n)\, T\, L_{\alpha_1}(x_1)\, T\, L_{\alpha_2}(x_2)\, T \ldots L_{\alpha_n}(x_n)]. \quad (2)$$

Deoarece dacă $f(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, \ldots, \bar{\alpha}_n) = 1$, atunci $[f(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, \ldots, \bar{\alpha}_n)\, T\, L_{\alpha_1}(x_1)\, T\, L_{\alpha_2}(x_2)\, T \ldots \ldots T\, L_{\alpha_n}(x_n)] = 0$, deci dispare din „$T$", se deduce că „$T$" se reduce la aşa-numiţii „termeni normali" [1] cu $f(\bar{\nu}_1, \bar{\nu}_2, \ldots, \bar{\nu}_n) = 0$.

$\underset{\substack{\alpha_i \in L_2 \\ i=1,2,\ldots,n}}{T}$

Pentru exemplificare se consideră, automatul cu 3 intrări reprezentate de variabilele x_1, x_2, şi x_3 şi 2 ieşiri reprezentate de variabilele z_1, şi z_2, cu programul de lucru determinat de tabela 1 (scăzător binar complet).

Tabela 1

Nr. crt.	x_1	x_2	x_3	z_1	z_2
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0
2	0	1	0	1	1
3	1	1	0	0	0
4	0	0	1	1	1
5	1	0	1	0	0
6	0	1	1	0	1
7	1	1	1	1	1

Aplicînd formula de interpolare (2) se obţin formele normale ale expresiilor funcţiilor:

$$\begin{aligned} z_1 &= (x_1 T x_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T \\ &\quad (x_1 T \bar{x}_2 T \bar{x}_3), \\ z_2 &= (x_1 T x_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T x_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3) T \\ &\quad (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3). \end{aligned} \quad (3)$$

Dacă aceste expresii sînt reduse fiecare separat utilizînd, de exemplu, metoda prezentată în [2] (o transpunere în logică „NICI" a metodei implicanţilor primi Mc. Cluskey — Quine) se obţine:

$$\begin{aligned} z_1 &= (x_1 T x_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T \\ &\quad (x_1 T \bar{x}_2 T \bar{x}_3), \\ z_2 &= (x_2 T x_3)\, T\, (\bar{x}_1 T x_3)\, T\, (\bar{x}_1 T x_2). \end{aligned} \quad (4)$$

Dacă se evaluează separat numărul de elemente fizice (celule „NICI") necesare pentru realizarea automatului se obţine un total de 9 celule (se consideră că la intrarea automatului se aplică şi semnalele $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$).

Funcţiile z_1 şi z_2 pot fi însă realizate de expresiile:

$$\begin{aligned} z_1 &= (x_1 T x_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3) T (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T \\ &\quad (x_1 T \bar{x}_2 T \bar{x}_3) \\ z_2 &= (x_2 T x_3)\, T\, (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3)\, T\, (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3). \end{aligned} \quad (5)$$

Deoarece termenii esenţiali [2], $\bar{x}_1 T x_2 T x_3$ şi $\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3$, apar atît în expresia funcţiei z_1, cît şi în a lui z_2, numărul total de celule „NICI" necesar pentru realizarea automatului este în acest caz 7, mai mic decît cel determinat anterior.

Rezultă că, în general, realizarea minimală a ansamblului de funcţii diferă de realizarea minimală a funcţiilor considerate fiecare separat.

Se introduce funcţia booleană $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ de variabilele binare $x_1, x_2, \ldots, x_n$ şi de variabilele binare auxiliare $y_1, y_2, \ldots, y_m$, definită astfel:

$F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1\, y_2, \ldots, y_m) = 0$, pentru acele valori date variabilelor $x_1, x_2, \ldots x_n, y_1, y_2, \ldots y_m$, fie acestea respectiv $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n, \beta_1, \beta_2, \ldots, \beta_m$ pentru care:

$$\beta_1 \geqslant f_1(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n) \text{ şi } \beta_2 \geqslant f_2(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n) \text{ şi } \ldots \text{ şi } \beta_m \geqslant f_m(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n); \quad (6)$$

$F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m) = 1$, în celelalte cazuri.

S-a notat cu $f_i(x_1, \ldots, x_n)$; $i = 1, 2, \ldots, m$ variabila z_i, asociată ieşirii i, definită de tabela de adevăr ca funcţie de variabilele binare $x_1, x_2, \ldots, x_n$ asociate semnalelor de intrare în automat.

Se observă cu uşurinţă că există egalităţile:

$$\begin{aligned} &F(x_1, x_2, \ldots, x_n, 0, 1, \ldots, 1) = f_1(x_1, x_2, \ldots, x_n);\\ &F(x_1, x_2, \ldots, x_n, 1, 0, \ldots, 1) = f_2(x_1, x_2, \ldots, x_n);\\ &F(x_1, x_2, \ldots, x_n, \underbrace{1, 1, \ldots, 0}_{m}) = f_m(x_1, x_2, \ldots, x_n). \end{aligned} \quad (7)$$

Rezultă că funcţiile $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$; $i = 1, 2, \ldots, m$ se obţin din funcţia $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ dînd anumite valori variabilelor auxiliare $y_1, y_2, \ldots, y_m$, şi anume:

$$y_k = \begin{cases} 0, \text{ dacă } k = i \\ 1, \text{ dacă } k \neq i \end{cases} \quad (i = 1, 2, \ldots, m). \quad (8)$$

Problema sintezei minimale a ansamblului de funcţii $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$; $i = 1, 2, \ldots, m$ se transformă astfel în problema determinării realizării minimale a funcţiei $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ cu restricţiile (8).

Se va numi, în cele ce urmează, funcţia $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1\, y_2, \ldots, y_m)$ definită de (6) *D — funcţia* asociată ansamblului de funcţii $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$; $i = 1, 2, \ldots, m$. În mod similar se vor numi *D — termeni normali*, *D — termeni primi* şi *D — termeni esenţiali*, termenii normali, respectiv termenii primi, respectiv termenii esenţiali [2] ai D — funcţiei $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$.

Metoda care face obiectul acestei lucrări comportă următoarele etape:

1 — determinarea D — funcţiei $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1\, y_2, \ldots, y_m)$ cu ajutorul tabelei de adevăr a funcţiilor $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$; $i = 1, 2, \ldots, m$;

2 — determinarea D — termenilor normali;

3 — selecţionarea D — termenilor primi prin aplicarea în toate modurile posibile a legii contracţiei:

$$(aTbTc)\ T\ (aTbT\bar{c})\ Td = (aTb)\ Td \quad (9)$$

şi, ulterior, a legilor de absorbţie:

$$\begin{aligned} &aT(aTb) = aT\bar{b}\\ &aT(aTbTc) = aT(bTc)\\ &(aTb)\ T\ (aTbTc) = \bar{a}Tb\\ &(aTb)\ T\ (aTbTc)\ Td = (aTb)\ Td; \end{aligned} \quad (10)$$

4 — selecţionarea D — termenilor esenţiali prin aplicarea legilor de absorbţie (10) între D — termenii primi şi D — termenii normali neidentic nuli pentru acele valori date variabilelor y_i ($i = 1, 2, \ldots, m$), satisfăcînd condiţiile (8);

5 — determinarea grupului de termeni esenţiali care asigură realizarea minimală a automatului;

6 — stabilirea expresiilor finale ale funcţiilor $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$; $i = 1, 2, \ldots, m$.

În cazul în care cel puţin una din funcţiile $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$; $i = 1, 2, \ldots, m$ este incomplet definită D — funcţia $F(x_1\, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ devine:

$F(x_1\, x_2, \ldots, x_n, y_1\, y_2, \ldots, y_m) = 0$ pentru acele valori date variabilelor $x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m$, fie acestea, respectiv, $\alpha_1\, \alpha_2, \ldots, \alpha_n, \beta_1, \beta_2, \ldots, \beta_m$, pentru care:

$\beta_1 \geqslant f_1(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n)$ dacă $f_1(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ este definită pentru $x_1 = \alpha_1, x_2 = \alpha_2, \ldots, x_n = \alpha_n$ sau $\beta_1 = 1$ şi

$\beta_2 \geqslant f_2(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n)$ dacă $f_2(x_1, x_2 \ldots, x_n)$ este definită pentru $x_1 = \alpha_1, x_2 = \alpha_2, \ldots, x_n = \alpha_n$ sau $\beta_2 = 1$ şi . . . . . (11)
. . . . . şi

$\beta_m \geqslant f_m(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n)$ dacă $f_m(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ este definită pentru $x_1 = \alpha_1, x_2 = \alpha_2, \ldots, x_n = \alpha_n$ sau $\beta_m = 1$;

$F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m) = \emptyset$ este nedeterminată, pentru acele valori date variabilelor $x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m$, fie acestea, respectiv, $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n, \beta_1, \beta_2, \ldots, \beta_m$, pentru care sînt îndeplinite următoarele condiţii:

— există cel puţin o funcţie $f_j(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ nedeterminată pentru $x_1 = \alpha_1, x_2 = \alpha_2, \ldots, x_n = \alpha_n$ şi

— $\beta_i \geqslant f_i(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n)$ pentru orice i pentru care funcţia $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ este definită pentru $x_1 = \alpha_1, x_2 = \alpha_2, \ldots, x_n = \alpha_n$ şi

— există cel puţin un $\beta_j = 0$, astfel încît funcţia corespunzătoare $f_j(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ să fie nedeterminată pentru $x_1 = \alpha_1, x_2 = \alpha_2, \ldots, x_n = \alpha_n$;

$F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1\, y_2, \ldots, y_m) = 1$, în celelalte cazuri.

Se verifică şi în acest caz valabilitatea egalităţilor (7).

Se definesc următoarele două funcţii de variabilele $x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m$:

$F_1(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ se obţine din D — funcţia $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ prin înlocuirea tuturor nedeterminatelor Ø cu valoarea 1;

$F_0(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ se obţine din D — funcţia $F(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ dînd tuturor nedeterminatelor Ø valoarea 0.

Pentru determinarea realizării minimale a ansamblului de funcţii $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$; $i = 1, 2, \ldots, m$, dintre care cel puţin una este incomplet definită, se aplică etapele 1—3 ale algoritmului prezentat anterior funcţiei $F_0(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$, după care se selecţionează D — termenii esenţiali prin aplicarea legilor de absorbţie (10) între termenii primi ai funcţiei $F_0(x_1, \ldots, x_n, y_1, \ldots, y_m)$ şi termenii normali ai funcţiei $F_1(x_1, x_2, \ldots, x_n, y_1, y_2, \ldots, y_m)$ neidentic nuli pentru acele valori date variabilelor $y_i (i = 1, 2, \ldots, m)$, satisfăcînd condiţiile (8).

Urmează apoi etapele 5 şi 6 ale algoritmului prezentat mai înainte.

Exemplul următor serveşte la ilustrarea modului de aplicare a metodei.

Exemplu de calcul

Se urmăreşte să se determine realizarea minimală cu elemente „NICI" a automatului finit, fără memorie, cu 4 intrări x_1, x_2, x_3, x_4 şi 3 ieşiri z_1, z_2, z_3, avînd programul de lucru dat de tabela 2.

Tabela 2

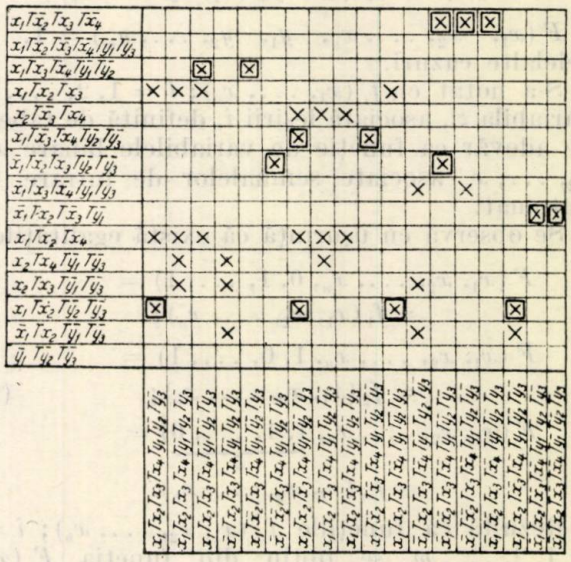
Nr. crt.	x_1	x_2	x_3	x_4	z_1	z_2	z_3
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	1
2	0	1	0	0	1	1	0
3	1	1	0	0	0	1	1
4	0	0	1	0	0	0	0
5	1	0	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	1	1
7	1	1	1	0	1	1	1
8	0	0	0	1	0	0	0
9	1	0	0	1	1	0	1
10	0	1	0	1	1	1	1
11	1	1	0	1	0	0	0
12	0	0	1	1	0	1	1
13	1	0	1	1	1	0	0
14	0	1	1	1	1	0	1
15	1	1	1	1	1	1	1

1, 2, 3. După ce se determină, conform relaţiei (11), D — funcţia $F(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$, cu ajutorul tabelei 2, se scriu termenii normali ai funcţiei $F_0(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$, după care se selecţionează termenii primi ai funcţiei $F_0(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$ prin aplicarea legii contracţiei (9) şi legilor de absorbţie (10).

4, 5. Pentru selecţionarea D — termenilor esenţiali se alcătuieşte o tabelă cu linii şi coloane (tabela 3) şi se afectează fiecare linie unui termen prim al funcţiei $F_0(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$, iar fiecare coloană unui termen normal al funcţiei $F_1(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$ neidentic nul pentru acele valori date variabilelor $y_i (i = 1, 2, 3)$, satisfăcînd condiţiile (8).

Se verifică cu uşurinţă că numărul termenilor normali neidentic nuli pentru acele valori date variabilelor $y_i (i = 1, 2, \ldots)$ satisfăcînd condiţiile (8) este egal cu numărul de zerouri din tabela de adevăr, corespunzătoare variabilelor $y_i (i = 1, 2, \ldots)$. Pentru cazul în speţă acest număr este 18.

Tabela 3



Pe fiecare coloană se marchează intersecţia cu liniile acelor termeni primi care absorb termenul normal respectiv.

Din tabela 3 se constată că există doi termeni primi $x_1 T \bar{x}_2 T \bar{x}_3 T \bar{x}_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_3$ şi $\bar{y}_1 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3$ ai funcţiei $F_0(x_1 x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$ în dreptul cărora nu există nici o intersecţie marcată întrucît aceşti termeni nu absorb nici unul din termenii normali din abscisa tabelei. Cu siguranţă, aceşti termeni nu vor face parte din expresia finală minimală a D — funcţiei $F(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$, şi deci îi vom elimina.

Din tabela 3 se observă că termenii normali $x_1 T \bar{x}_2 T x_3 T x_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_2 T y_3$, $\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T x_4 T y_1 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3$, $x_1 T \bar{x}_2 T \bar{x}_3 T x_4 T y_1 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3$, $\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_2 T y_3$, $x_1 T x_2 T \bar{x}_3 T \bar{x}_4 T y_1 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3$, $\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3 T \bar{x}_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_2 T y_3$ sînt absorbiţi numai de cîte un singur termen prim. Rezultă că termenii primi care absorb aceşti termeni normali: $x_1 T x_3 T x_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_2$, $\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3$, $x_1 T \bar{x}_3 T x_4 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3$, $\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4$, $x_1 T x_2 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3$, $\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3 T y_1$ vor face obligatoriu parte din expresia finală mini-

mală a D—funcţiei $F(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$, deci sînt D — termeni esenţiali. În tabela 3 s-au însemnat termenii esenţiali citaţi, încadrînd intersecţia marcată respectivă.

Stabilirea acestor D — termeni esenţiali implică eliminarea tuturor termenilor normali din abscisa tabelei, care sînt absorbiţi de D — termenii esenţiali determinaţi. În tabela 3 se înseamnă acest lucru, încadrînd toate intersecţiile marcate de pe liniile D — termenilor esenţiali determinaţi.

În continuare se formează o altă tabelă (tabela 4) cu liniile, coloanele şi intersecţiile marcate ca şi în tabela 3, dar fără D — termenii esenţiali şi fără acei termeni normali absorbiţi de D — termenii esenţiali, cu alte cuvinte, fără liniile şi coloanele care au avut intersecţii încadrate în tabela 3.

Tabela 4

A	$x_1 T x_2 T x_3$	×					
B	$x_2 T \bar{x}_3 T x_4$			×	×		
C	$\bar{x}_1 T x_3 T \bar{x}_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_3$					×	
D	$x_1 T x_2 T x_4$	×		×	×		
E	$x_2 T x_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_3$		×	×			
F	$x_2 T x_3 T \bar{y}_1 T \bar{y}_3$		×			×	
G	$\bar{x}_1 T x_2 T \bar{y}_1 T \bar{y}_3$		×			×	

Dacă se notează cu A, B, C, D, E, F, G termenii primi din ordonata tabelei nou formată, componenţa expresiei finale minimale a D—funcţiei $F(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$ va rezulta prin scrierea sub forma redusă disjunctivă a expresiei :

$$(A \cup D) \cdot (E \cup F \cup G) \cdot (B \cup D \cup E) \cdot (B \cup D) \cdot (C \cup F \cup G). \tag{12}$$

Aplicînd legile de asociativitate, distributivitate şi absorbţie pentru funcţiile „SAU" şi, „ŞI", expresia (12) devine :

$$A \cdot B \cdot F \cup A \cdot B \cdot G \cup A \cdot B \cdot C \cdot E \cup D \cdot F \cup \cup D \cdot G \cup C \cdot D \cdot E. \tag{13}$$

Din (13) rezultă că există două variante la fel de minimale pentru realizarea D—funcţiei $F(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$, şi anume acelea care conţin ca D—termeni esenţiali, pe de o parte D—termenii esenţiali marcaţi în tabela 3, iar pe de altă parte, D—termeni esenţiali din tabela 4 notaţi cu D şi F şi, respectiv, cu D şi G.

Cele două expresii minimale ale D—funcţiei $F(x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3)$ sînt, respectiv :

$$F' = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (x_1 T x_3 T x_4 T \bar{y}_1 T y_2) T T(x_1 T \bar{x}_3 T x_4 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3) T (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3) T T(\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3 T \bar{y}_1) T (x_1 T x_2 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3) T T(x_1 T x_2 T x_4) T (x_2 T x_3 T \bar{y}_1 T \bar{y}_3) \tag{14}$$

şi

$$F'' = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (x_1 T x_3 T x_4 T \bar{y}_1 T \bar{y}_2) T T(x_1 T \bar{x}_3 T x_4 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3) T (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3) T T(\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3 T \bar{y}_1) T (x_1 T x_2 T \bar{y}_2 T \bar{y}_3) T T(x_1 T x_2 T x_4) T (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{y}_1 T \bar{y}_3). \tag{15}$$

6. Pentru cazul în speţă, egalităţile (7) devin :

$$z'_1 = f'_1(x_1, x_2, x_3, x_4) = F'(x_1, x_2, x_3, x_4, 0, 1, 1) = = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (x_1 T \bar{x}_3 T x_4) T T(\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3) T (x_1 T x_2) T (x_1 T x_2 T x_4);$$

$$z'_2 = f'_2(x_1, x_2, x_3, x_4) = F'(x_1, x_2, x_3, x_4, 1, 0, 1) = = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T T(x_1 T x_2 T x_4) T (x_2 T x_3); \tag{16}$$

$$z'_3 = f'_3(x_1, x_2, x_3, x_4) = F'(x_1, x_2, x_3, x_4, 1, 1, 0) = = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (x_1 T x_3 T x_4) T T(\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T (x_1 T x_2 T x_4),$$

respectiv :

$$z''_1 = f''_1(x_1, x_2, x_3, x_4) = F''(x_1, x_2, x_3, x_4, 0, 1, 1) = = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (x_1 T \bar{x}_3 T x_4) T T(\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3) T (x_1 T x_2) T (x_1 T x_2 T x_4) = z'_1;$$

$$z''_2 = f''_2(x_1 x_2, x_3 x_4) = F''(x_1, x_2, x_3, x_4, 1, 0, 1) = = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T T(x_1 T x_2 T x_4) T (\bar{x}_1 T x_2); \tag{17}$$

$$z''_3 = f''_3(x_1, x_2, x_3, x_4) = F''(x_1, x_2, x_3, x_4, 1, 1, 0) = = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (x_1 T x_3 T x_4) T T(\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T (x_1 T x_2 T x_4) = z'_3.$$

Ambele variante minimale ale automatului finit fără memorie, descris de formulele de structură (16), respectiv (17), necesită un număr de 11 elemente „NICI". S-a considerat că la intrarea automatului se aplică şi semnalele $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ şi $\bar{x}_4$.

Dacă se efectuează separat sinteza funcţiilor z_1, z_2, z_3, se obţin următoarele expresii minimale :

$$z_1 = (x_1 T x_2) T (x_1 T \bar{x}_3 T x_4) T (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3);$$
$$z_2 = (x_2 T x_4) T (\bar{x}_1 T x_2) T (\bar{x}_1 T x_3 T \bar{x}_4);$$
$$z_3 = (\bar{x}_1 T \bar{x}_2 T x_3 T \bar{x}_4) T (x_1 T x_3 T x_4) T T(\bar{x}_1 T x_2 T \bar{x}_3) T (x_1 T x_2 T x_4). \tag{18}$$

Pentru realizarea automatului descris de formulele de structură (18) sînt necesare 13 elemente „NICI", adică cu două elemente mai mult decît numărul de elemente necesar pentru realizarea automatului descris de formulele de structură (16), respectiv (17).

Concluzii

Metoda prezentată rezolvă una din cele mai importante şi uzuale probleme ale elaborării schemelor cu elemente de comutaţie statică de tipul „NICI".

Caracterul ei sistematic permite programarea pe o maşină de calcul cifrică a unor probleme de sinteză optimală a diferitelor automate finite cu un număr mare de intrări şi ieşiri şi cu un program de lucru complicat, probleme care pot apărea în activitatea practică de proiectare a schemelor cu elemente de comutaţie statică din instalaţiile de automatizare şi din maşinile de calcul.

Într-o lucrare viitoare se va dezvolta o metodă de sinteză grafică, bazată pe diagramele Veitch, şi se va exemplifica metoda cu anumite probleme de sinteză ridicate de proiectarea unor scheme de automatizare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. C. *Teoria algebrică a circuitelor cu tranzistoare.* Bucureşti, 1961.

[2] Constantinescu, V. *O metodă tip de simplificare a schemelor cu elemente de comutaţie statică.* În: Probleme de automatizare, IV, Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R.

[3] * * * *Proiectarea pe calculator a reţelelor logice cu ieşiri multiple.* În: I.R.E. Transactions on E. C., martie 1961.

Ing. P. CONSTANTIN

Caracteristicile amplificatoarelor de audiofrecvenţă cu cuplaj R-C, cu tranzistoare, în domeniul frecvenţelor înalte

Studiul comportării amplificatoarelor de audiofrecvenţă de semnale mici, cu tranzistoare, în domeniul frecvenţelor înalte, este insuficient dezvoltat în literatura de specialitate. În unele lucrări se prezintă rezultate care n-au o bază teoretică justificată temeinic şi care nu se verifică experimental.

Astfel, în lucrarea „Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii — Proiectare — Scheme" [2], elaborată de un colectiv de autori şi apărută în anul 1963, studiindu-se amplificarea de tensiune se afirmă că în domeniul frecvenţelor înalte comportarea tranzistoarelor este influenţată numai de capacitatea de ieşire C_0, care este exprimată în funcţie de capacitatea colector bază $C_{b'c}$ şi de factorul de amplificare în curent β [2] (relaţia 2.16,b, pag. 77). În expresia coeficientului de neuniformitate ([2] relaţia 2.17, pag. 78) apar numai rezistenţa de sarcină şi capacitatea de ieşire.

Verificarea experimentală a amplificării de tensiune la frecvenţe înalte pe baza acestor relaţii nu dă rezultate satisfăcătoare. Acest lucru se datoreşte, pe de o parte, faptului că relaţia care dă capacitatea de ieşire nu este exactă, iar pe de altă parte, faptului că nu este suficient să se ia în considerare numai influenţa capacităţii de ieşire asupra amplificării în acest domeniu.

În lucrarea „Circuite cu tranzistoare", elaborată de un colectiv de autori şi apărută în anul 1961, se face studiul amplificatorului la frecvenţe înalte, în ipoteza că la intrare se montează un generator de curent constant şi se determină amplificarea de curent.

În această lucrare, în afara capacităţii de ieşire, se consideră şi variaţia cu frecvenţă a parametrului h_{21e} al tranzistorului.

Deşi acest punct de vedere este mai apropiat de realitate, studiul prezentat în lucrarea citată conţine cîteva insuficienţe şi rezultatele nu se verifică satisfăcător în practică.

Astfel, în primul rînd se consideră că parametrul h_{22e} al tranzistorului nu se modifică cu frecvenţa, ceea ce nu corespunde în totul cu realitatea; în al doilea rînd, după ce se deduce o expresie a amplificării relative de curent (formula 8.38, pag. 195), se face o afirmaţie inexactă, considerîndu-se că, pentru ca în domeniul frecvenţelor înalte caracteristica de frecvenţă să scadă cu 3 dB, este necesar ca partea reală să fie egală cu partea imaginară, astfel că se ajunge la expresia 8.40 (pag. 196) care, din această cauză, este eronată. Condiţia justă pentru scăderea cu 3 dB a amplificării este ca între partea reală şi imaginară să existe relaţia:

$$R^2e + I^2m = 2.$$

În afară de aceasta, în studiul prezentat nu se indică modul de determinare a capacităţii de ieşire C_0.

Din cele arătate reiese necesitatea unor precizări suplimentare şi a unui studiu mai riguros în această problemă.

Acest studiu dă rezultate în concordanţă cu experienţa, dacă se face pe baza circuitului echivalent Giacoletto, valabil pentru conexiunea cu emitorul comun (fig. 1).

Parametrii $r_{bb'}$, $C_{b'c}$ se dau în cataloage, iar ceilalţi parametri se pot calcula pe baza

parametrilor h măsuraţi la frecvenţe medii şi indicaţi, de asemenea, în cataloagele de tranzistoare, cu relaţiile următoare [1]:

$$r_{b'e} = h_{11e} - r_{bb'}, \tag{1}$$

$$r_{b'c} = \frac{r_{b'e}}{h_{12e}}, \tag{2}$$

$$S = \frac{h_{21e}}{r_{b'e}}, \tag{3}$$

$$\frac{1}{r_{ce}} = h_{22e} - \frac{h_{12e}(h_{21e}+1)}{r_{b'e}}, \tag{4}$$

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_\beta r_{b'e}} - C_{b'c}, \tag{5}$$

$$f_\beta = f_\alpha (1-\alpha). \tag{5'}$$

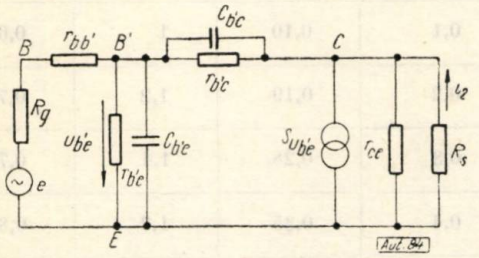


Fig. 1. Circuitul echivalent Giacoletto.

Circuitul echivalent Giacoletto, după cum se obişnuieşte în studiul amplificatoarelor de videofrecvenţă, se va transforma în două circuite echivalente, şi anume, într-un circuit echivalent de intrare şi un circuit echivalent de ieşire, aceste circuite cuprinzînd elemente ale impedanţei de reacţie formată din $r_{b'c}$ şi $C_{b'c}$ în paralel.

În literatură [3] se arată că influenţa impedanţei de reacţie şi a mărimilor de la ieşire asupra circuitului de intrare este echivalentă cu o capacitate montată în paralel cu $C_{b'e}$, avînd valoarea $C_{b'c}(1 + S \cdot R_s)$.

Pe baza teoremei generatorului de curent echivalent se arată [3] că pentru rezistenţa de sarcină tranzistorul este echivalent cu un generator care produce curentul $Su_{b'e}$ şi care are o conductanţă $G_{echiv.}$ dată de relaţia:

$$G_{echiv.} = G_{ce} + G_{b'c}\left(1 + \frac{\beta}{1 + \frac{r_{b'c}}{R_g + r_{bb'}}}\right) + j\,C_{b'c}\left(1 + \frac{\beta}{1 + \frac{r_{b'e}}{R_g + r_{bb'}}}\right). \tag{6}$$

Rezistenţa corespunzătoare termenului din mijloc al expresiei (6) este mult mai mare decît R_s şi se poate neglija, astfel că influenţa rezistenţei de reacţie $r_{b'c}$ asupra circuitului de ieşire este neglijabilă.

Ultimul termen reprezintă influenţa capacităţii de reacţie $C_{b'c}$ asupra circuitului de ieşire. Capacitatea echivalentă C_0, corespunzătoare acestui termen, reprezintă capacitatea de ieşire a tranzistorului:

$$C_0 = C_{b'c}\left(1 + \frac{\beta}{1 + \frac{r_{b'e}}{R_g + r_{bb'}}}\right). \tag{7}$$

Din expresia (7) a capacităţii de ieşire se observă că această capacitate depinde de rezistenţa R_g a generatorului montat la intrarea amplificatorului. Dacă generatorul de la intrare este de curent constant, în relaţia (7) se ia $R_g = \infty$, iar dacă generatorul este de tensiune constantă se ia $R_g = 0$.

În schema echivalentă, în circuitul de intrare s-au considerat o capacitate totală $C_{b'et}$ şi o rezistenţă de sarcină R_{st}, care se determină cu relaţiile:

$$C_{b'et} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + SR_s), \tag{8}$$

$$R_{st} = \frac{R_s \cdot r_{ce}}{R_s + r_{ce}}. \tag{9}$$

Cu toate aceste observaţii circuitul echivalent Giacoletto modificat are configuraţia din figura 2.

La deducerea acestei scheme echivalente se fac unele aproximaţii, din care cauză în circuitul de ieşire nu se manifestă influenţa capacităţii $C_{b'e}$ [3].

Astfel, la determinarea admitanţei văzută de la ieşire spre intrare, se neglijează în primul rînd impedanţa circuitului format din rezistenţele $r_{b'e}$, $r_{bb'}$, R_g şi din capacitatea $C_{b'e}$, care este foarte mică în raport cu impedanţa circuitului de reacţie format din $r_{b'c}$ şi $C_{b'c}$.

În al doilea rînd se neglijează reactanţa capacităţii $C_{b'e}$ în raport cu circuitul format de $r_{b'e}$ în paralel cu $R_g + r_{bb'}$.

Erorile care intervin, datorită acestei aproximaţii, depind de valoarea rezistenţei generatorului de la intrare.

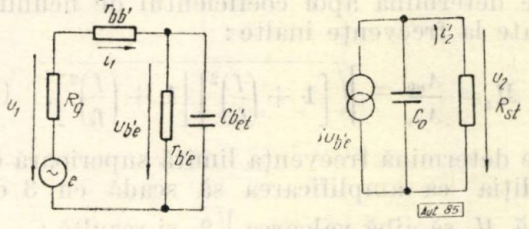


Fig. 2. Circuitul echivalent Giacoletto modificat.

Cu valorile uzuale ale elementelor din circuitul Giacoletto, la frecvenţa de 100 000 Hz, dacă generatorul de la intrare are rezistenţa internă nulă ($R_g = 0$), reactanţa capacităţii $C_{b'e}$ are valoarea de 400 Ω, iar impedanţa formată de $r_{bb'}$, şi $r_{b'e}$ în paralel are valoarea

de 70 Ω, ceea ce duce la o impedanţă totală de 60 Ω. Prin neglijarea reactanţei capacităţii $C_{b'e}$ se face o eroare de 14%.

Dacă la intrare se cuplează un generator de curent constant la frecvenţa de 10 000 Hz, specifică regiunii superioare a frecvenţelor, în acest caz reactanţa totală are valoarea 1 100 Ω faţă de $r_{b'e}$ care are valoarea 1 500 Ω.

Eroarea care se comite în acest caz creşte la 27%.

Amplificarea de tensiune

Aplicăm la intrarea amplificatorului o tensiune alternativă de amplitudine U_1 constantă ($R_g = 0$) şi se calculează amplificarea de tensiune.

În acest scop, din circuitul de intrare se determină $U_{b'e}$ în funcţie de U_1 iar din circuitul de ieşire $\underline{U}_2$ şi apoi se calculează amplificarea A_{us} pentru care se obţine expresia exactă (10):

$$\underline{A}_{us} = \frac{A_{u0}}{(1 + j\,\omega\, r' \cdot C_{b'et})\,(1 + j\,\omega\, R_{st} \cdot C_0)}. \qquad (10)$$

În această expresie A_{u0} reprezintă amplificarea de tensiune la frecvenţe medii, r', o rezistenţă echivalentă a rezistenţelor $r_{bb'}$, $r_{b'e}$ montate în paralel, iar C_0 se calculează cu relaţia (7), în care se ia $R_g = 0$,

$$A_{u0} = \frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot SR_{st} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot R_{st}, \qquad (11)$$

$$r' = \frac{r_{b'e} \cdot r_{bb'}}{r_{b'e} + r_{bb'}} = \frac{r_{b'e} \cdot r_{bb'}}{h_{11e}}. \qquad (12)$$

Se introduc două frecvenţe caracteristice corespunzătoare coeficienţilor termenilor imaginari din relaţia (10) sau circuitului de intrare şi ieşire:

$$f_i = \frac{1}{2\pi r' \cdot C_{b'et}}, \qquad (13)$$

$$f_e = \frac{1}{2\pi R_{st} \cdot C_0}. \qquad (14)$$

Se determină apoi coeficientul de neuniformitate la frecvenţe înalte:

$$M_s = \frac{A_{u0}}{|A_{us}|} = \sqrt{\left[1 + \left(\frac{f}{f_i}\right)^2\right]\left[1 + \left(\frac{f}{f_e}\right)^2\right]}. \qquad (15)$$

Se determină frecvenţa limită superioară din condiţia ca amplificarea să scadă cu 3 dB, adică M_s să aibă valoarea $\sqrt{2}$, şi rezultă:

$$f_s = \sqrt{\frac{1}{2}\left[-(f_i^2 + f_e^2) + \sqrt{f_i^4 + f_e^4 + 6 f_i^2 f_e^2}\right]}. \qquad (16)$$

Pentru a uşura utilizarea practică a acestei relaţii se exprimă frecvenţa limită superioară sub forma următoare:

$$f_s = \varphi(m) \cdot f_i. \qquad (17)$$

În această relaţie s-au introdus notaţiile:

$$m = \frac{f_e}{f_i}, \qquad (18)$$

$$\varphi(m) = \sqrt{\frac{1}{2}\left[-(m^2+1) + \sqrt{m^4 + 6m^2 + 1}\right]}. \qquad (19)$$

În tabela 1 se dau valorile funcţiei $\varphi(m)$ pentru cîteva valori ale raportului m. Pentru valori intermediare ale lui m valoarea funcţiei se poate determina cu suficientă precizie prin interpolare.

Tabela 1

Valorile funcţiei $\varphi(m)$

m	$\varphi(m)$	m	$\varphi(m)$
0,1	0,10	1	0,64
0,2	0,19	1,2	0,70
0,3	0,28	1,4	0,75
0,4	0,35	1,7	0,80
0,5	0,42	2	0,84
0,6	0,48	3	0,91
0,7	0,53	5	0,96
0,8	0,57	10	0,99
0,9	0,61	∞	1

Amplificarea de curent

Se presupune că la intrarea amplificatorului se aplică un curent alternativ de amplitudine constantă I_1 ($R_g = \infty$) şi se calculează amplificarea de curent.

În acest scop, din circuitul de intrare se determină $\underline{U}_{b'e}$ în funcţie de I_1, din circuitul de ieşire I_2 şi apoi se calculează amplificarea de curent:

$$\underline{A}_{is} = \frac{A_{i0}}{(1 + j\,\omega\, r_{b'e} \cdot C_{b'et})\,(1 + j\,\omega\, R_{st} \cdot C_0)}. \qquad (20)$$

A_{i0} reprezintă amplificarea de curent la frecvenţe medii:

$$A_{i0} = \frac{S\, R_{st}\, r_{b'e}}{R_s} = \frac{h_{21e}\, R_{st}}{R_s}, \qquad (21)$$

iar C_0 se calculează cu relaţia (7), în care se ia $R_g = \infty$.

Procedînd ca şi în cazul amplificării de tensiune se obţine coeficientul de neuniformitate la frecvenţe înalte sub forma următoare :

$$M_{si} = \frac{A_{i0}}{|A_i|} = \sqrt{\left[1+\left(\frac{f}{f'_i}\right)^2\right]\left[1+\left(\frac{f}{f'_e}\right)^2\right]}, \quad (22)$$

în care f'_i este o frecvenţă caracteristică corespunzătoare circuitului de intrare :

$$f'_i = \frac{1}{2\pi\, r_{b'e}\, C_{b'et}}, \quad (23)$$

iar f'_e este dat de relaţia (14) în care C_0 se calculează aşa cum s-a arătat.

Frecvenţa limită superioară este dată, de asemenea, de expresia (16) în care, în loc de f_i şi f_e, se introduc f'_i şi f'_e.

În consecinţă, frecvenţa limită superioară se poate determina cu o relaţie similară cu (17) :

$$f'_s = \varphi(m)\cdot f'_i, \quad (24)$$

în care $\varphi(m)$ este o funcţie definită de relaţia (19), iar m este dat de raportul :

$$m = \frac{f'_e}{f'_i}. \quad (25)$$

Rezultate experimentale şi concluzii

Încercările experimentale s-au făcut cu două tranzistoare de tip EFT — 352 din producţia I.P.R.S.-Băneasa. Măsurarea parametrilor celor două exemplare s-a făcut în laboratorul acestei întreprinderi.

Tabela 2

Date de calcul

Parametri	Tranzistor 1	Tranzistor 2	Observaţii
h_{11e} Ω	1 500	1 400	
h_{21e}	46	38	
h_{12e}	4×10^{-4}	$4{,}2\times10^{-4}$	
h_{22e} 1/Ω	33×10^{-6}	22×10^{-6}	
f_β kHz	31,5	22,3	
$C_{b'c}$ pF	38,5	37	
$r_{bb'}$ Ω	86,5	91,5	
$r_{b'e}$ Ω	1 413,5	1 308,5	
S 1/Ω	$3{,}25\times10^{-2}$	$2{,}9\times10^{-2}$	
r_{ce} kΩ	50,8	110	
$r_{b'c}$ MΩ	3,5	3,1	
$C_{b'e}$ pF	3 539	5 422	
r' Ω	81,8	85,5	
R_s kΩ	5	5	
R_{st} kΩ	4,55	4,78	
C_0 pF	140,5	128,7	$R_g = 0$
C_0 pF	1 810	1 440	$R_g = \infty$
$C_{b'et}$ pF	9 833,7	10 824	
f_e kKz	245	266	$R_g = 0$
f'_e kHz	19,5	23,1	$R_g = \infty$
f_i kHz	198	171	
f'_i kHz	11,4	11,2	
f_s kHz	140	132	
f'_s kHz	9,1	9,4	

În tabela 2 s-au prezentat parametrii măsuraţi ai tranzistoarelor, mărimile necesare calculului frecvenţei limită şi frecvenţa limită superioară calculată, atît pentru amplificarea de tensiune, cît şi pentru amplificarea de curent.

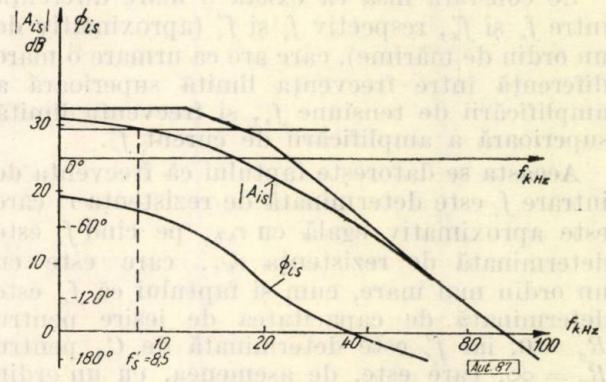


Fig. 3. Caracteristicile amplificatorului de tensiune.

În figurile 3 şi 4 s-au reprezentat caracteristicile amplificare-frecvenţă şi fază-frecvenţă pentru amplificarea de tensiune şi de curent, trasate pe baza relaţiilor (10) şi (20) pentru cele două exemplare de tranzistoare cu care s-a experimentat.

Din studiul teoretic şi caracteristicile de frecvenţă ale amplificatorului se deduce că modulul amplificării la frecvenţe înalte scade monoton cu creşterea frecvenţei, iar faza negativă creşte (în valoare absolută) de asemenea, monoton, de la zero la 180°, amplificarea atît de tensiune, cît şi de curent, fiind echivalentă cu amplificarea a două elemente aperiodice legate în serie, iar amplificatorul constituind un sistem de ordinul zero.

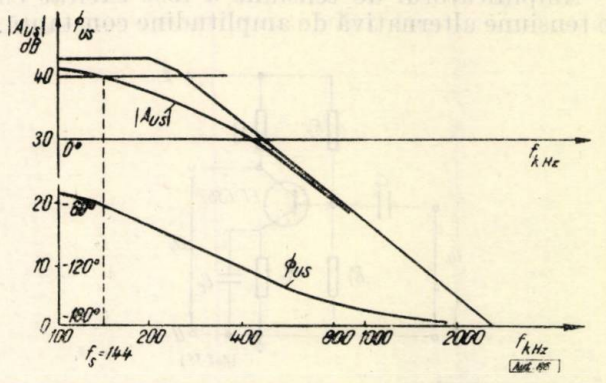


Fig. 4. Caracteristicile amplificatorului de curent.

Alura curbelor amplificatorului de tensiune în domeniul frecvenţelor înalte este determinată de cele două frecvenţe caracteristice (de frîngere) f_i şi f_e date de relaţia (13) şi relaţia (14), în care la calculul lui C_0 se ia $R_g = 0$, iar alura curbelor amplificatorului de curent de frecvenţele f'_i şi f'_e date de relaţia (23) şi de relaţia (24), în care la calculul lui C_0 se ia $R_g = \infty$.

Se constată că cele două frecvenţe caracteristice f_e şi f_i, respectiv f'_e şi f'_i, au valori apropiate între ele, astfel că determinarea frecvenţei limită superioară pe cale grafică nu oferă o precizie suficientă.

Se constată însă că există o mare diferenţă între f_e şi f'_e, respectiv f_i şi f'_i (aproximativ de un ordin de mărime), care are ca urmare o mare diferenţă între frecvenţa limită superioară a amplificării de tensiune f_s, şi frecvenţa limită superioară a amplificării de curent f'_s.

Aceasta se datoreşte faptului că frecvenţa de intrare f_i este determinată de rezistenţa r' care este aproximativ egală cu $r_{b'b}$, pe cînd f_i este determinată de rezistenţa $r_{b'e}$, care este cu un ordin mai mare, cum şi faptului că f_e este determinată de capacitatea de ieşire pentru $R_g = 0$, iar f'_e este determinată de C_0 pentru $R_g = \infty$, care este, de asemenea, cu un ordin mai mare.

Calculele prezentate în tabela 2 şi caracteristicile de frecvenţă au fost făcute presupunînd că se foloseşte o rezistenţă de sarcină de 5 kΩ.

La variaţia rezistenţei de sarcină se constată că concluziile de mai sus, referitoare la raportul dintre cele patru frecvenţe caracteristice f_i, f'_i, f_e şi f'_e, rămîn, de asemenea, valabile.

De exemplu, la scăderea rezistenţei de sarcină, situaţia care prezintă interes practic la legarea în serie a mai multor etaje, f_e şi f'_e cresc, deoarece R_{st} scade, iar f_i şi f'_i cresc, deoarece $C_{b'et}$ scade o dată cu scăderea rezistenţei.

La creşterea rezistenţei de sarcină, cele patru frecvenţe scad.

În figurile 5 şi 6 s-au reprezentat montajele experimentale utilizate.

Amplificatorul de tensiune a fost excitat cu o tensiune alternativă de amplitudine constantă.

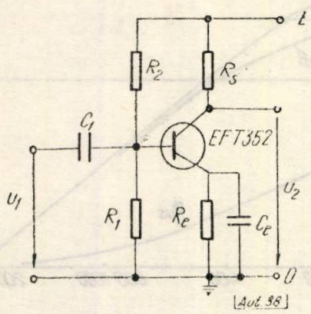


Fig. 5. Amplificatorul cu tensiune de intrare constantă: $R_1 = R_e = 1{,}5$ kΩ; $R_2 = 10$ kΩ; $R_s = 5$ kΩ; $E_c = 12{,}5$ V; $C_1 = 10$ μF; $C_e = 25$ μF.

La intrarea amplificatorului de curent constant s-a aplicat tensiunea U_1, a cărei amplitudine s-a păstrat constantă. Întrucît suma rezistenţei $R_i = 100$ kΩ şi a rezistenţei potenţiometrului P necesar stabilirii punctului static de funcţionare este mult mai mare decît impedanţa de intrare a tranzistorului, în mod practic întreg curentul dat de generator trece prin tranzistor.

De asemenea, deoarece impedanţa de intrare a tranzistorului variabilă cu frecvenţa este

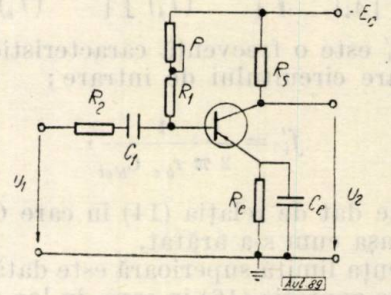


Fig. 6. Amplificatorul avînd curent de intrare constant: $R_1 = R_2 = 100$ kΩ; $P = 1{,}5$ MΩ; $R_s = 5$ kΩ; $E_c = 12{,}5$ V; $R_e = 1{,}5$ kΩ; $C_1 = 10$ μF; $C_e = 25$ μF.

mult mai mică decît rezistenţa $R_2 = 100$ kΩ, curentul este, practic, determinat de R_2 şi, menţinînd pe U_1 constant, acest curent se menţine, de asemenea, la o valoare constantă.

Curentul la ieşire s-a măsurat indirect prin măsurarea tensiunii la bornele rezistenţei de sarcină.

În cursul măsurărilor s-a determinat frecvenţa limită superioară a amplificatorului în cele două ipoteze considerate.

În tabela 3 s-au prezentat comparativ datele obţinute experimental şi teoretic cu diferite formule propuse în literatură şi în acest articol.

Tabela 3

Comparaţie între rezultatele experimentale şi cele din calcul

	Experimental		Calcul cu relaţia 2.17, [2]		Calcul cu relaţia 8.38, [1]		Calcul cu relaţiile stabilite în această lucrare	
	tranzistor 1	tranzistor 2	tranzistor 1	tranzistor 2	tranzistor 1	tranzistor 2	tranzistor 1	tranzistor 2
f_s kHz	150	134	245	266	—	—	140	132
f'_s kHz	10,5	10,8	—	—	15,1	14,6	9,1	9,4

Astfel, pentru frecvenţa f_s s-a prezentat valoarea obţinută prin calcul cu relaţia 2.17 din lucrarea „Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii", citată în acest articol, în care s-a considerat pentru C_0 valoarea exactă (7) şi valoarea calculată cu relaţia (17) stabilită mai sus.

Se constată că formula 2.17 citată dă rezultate foarte diferite de cele experimentale, cu erori ajungînd pînă la 100% (tranzistorul 2), pe cînd relaţia (17) stabilită aici duce la rezultate foarte apropiate de practică, diferenţa fiind de ordinul 7%.

Pentru frecvenţa f'_s s-a dat valoarea calculată cu relaţia 8.38 din lucrarea „Circuite cu tranzistoare", în care s-a pus condiţia exactă de reducere a amplificării cu 3 dB şi valoarea calculată cu relaţia (24) stabilită în această lucrare.

Se constată că teoria prezentată în lucrarea [1] duce la erori de 50% faţă de experienţă, pe cînd valoarea obţinută cu relaţia (24) e diferită cu 10% faţă de valoarea obţinută experimental.

Studiul prezentat duce prin urmare la rezultate foarte apropiate de practică şi relaţiile stabilite aici pot fi utilizate la proiectarea amplificatoarelor de audiofrecvenţă cu tranzistoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Circuite cu tranzistoare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1961, cap. 8, p. 195—196 şi p. 506.

[2] *Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii.* Bucureşti, Editura tehnică, 1963, cap. 2.2, p. 77—78.

[3] Hebenstreit, I. *Elargissement de la bande passante des amplificateurs à transistors.* În: L'Onde électrique 40, nr 404, nov. 1960, p. 842—852.

ACTUALITĂŢI

Întrebuinţarea sistemelor de reglare prin testare într-un proces de aglomerare

Un amestec de minereuri, aditive, material recirculat este trimis la buncăre de depozitare intermediară, printr-un sistem de benzi transportoare şi elevatoare (fig. 1). Din aceste buncăre, materialul, căruia i se adaugă şi apă, este trimis la buncărele de alimentare a morii. Prezenţa buncărului intermediar are drept scop reducerea timpului mort T_m datorit transportului care ar apărea dacă moara ar fi alimentată direct din buncărele iniţiale de depozitare a diferitelor materii prime. Între aceste buncăre iniţiale şi buncărul intermediar de depozitare timpul mort este de aproximativ 4 min şi reglarea nivelului în acesta din urmă nu se poate face cu regulatoare convenţionale P.I.D. În acest scop s-au întrebuinţat trei sisteme de reglare a nivelului (fig. 1), întrebuinţînd regulatoare cu testare*. Ultimele două sisteme de reglare au timpii morţi de $\frac{2}{3}$, respectiv 1,25 min.

de variaţiile de debit necesare menţinerii nivelului constant în buncărul final de alimentare. Intervalul de testare este T şi mărimea de ieşire este preluată de un element de menţinere,

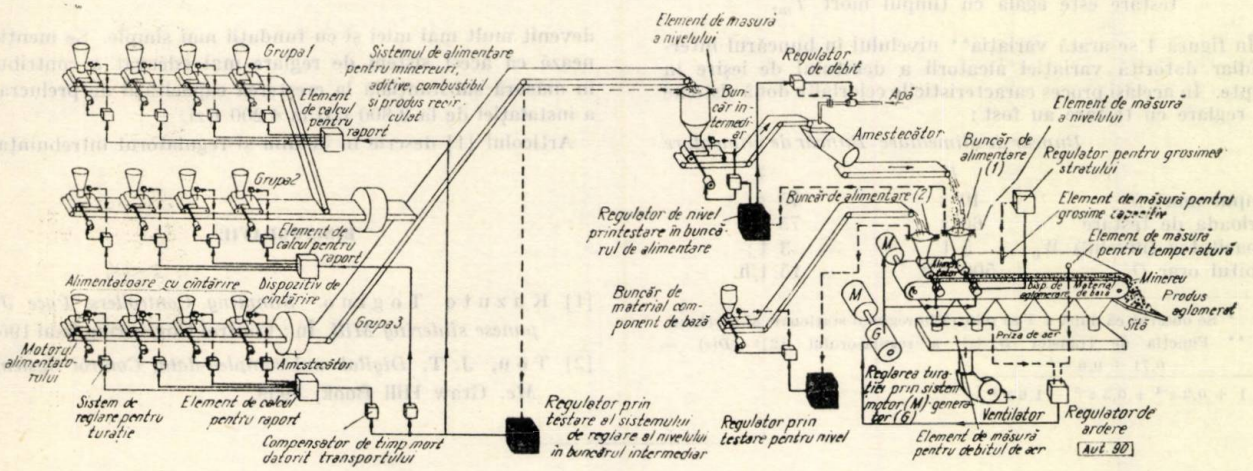


Fig. 1. Schemă simplificată a instalaţiei de aglomerare [1].

Schema-bloc a primului sistem de reglare este arătată în figura 2. Perturbaţiile în acest sistem de reglare sînt constituite

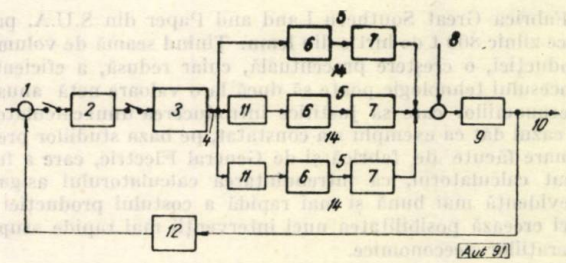


Fig. 2. Schemă-bloc a primului sistem de reglare prin testare din figura 1 (reglarea nivelului în buncărul intermediar):

1 — mărimea de intrare $W_0(t)$; *2* — regulator prin testare $D(z)$; *3* — element de menţinere de ordinul zero $\frac{1-e^{-Ts}}{s}$; *4* — mărimea de comandă $l_0(t)$; *5* — grupa 1 (respectiv 2, 3); *6* — regulatorul de alimentare constantă; *7* — transportor bandă; *8* — perturbaţia $U(t)$, debit de minereu din buncăr; *9* — buncăr intermediar; *10* — mărimea reglată $W(t)$; *11* — compensator de timp mort datorit transportului; *12* — element de măsură a nivelului; *14* — timp mort $e^{-L_1 s}$ (respectiv $e^{-L_2 s}$, $e^{-L_3 s}$).

* Terminologia în literatura de specialitate din ţara noa tră nu este fixată în legătură cu aceste sisteme de reglare. Se întrebuinţează denumirile sistem cu testare, sistem cu eşantionare, sistem cu probe

avînd o constantă de timp egală cu T. Mărimea de ieşire din acest element comandă alimentarea iniţială pe cele trei grupuri de buncăre, ţinînd seamă de timpii morţi care apar pe fiecare din aceste grupuri. În figura 3 s-a arătat rezultatul acestei reglări la o perturbaţie treaptă unitară la timpul 0. Perioada de testare T s-a luat egală cu timpul mort T_m. Întrebuinţînd relaţiile din articolul menţionat [1] caracteristicile* procesului şi sistemului de reglare au fost:

timp mort T	240 s;
perioada de testare	120 s;
capacitatea (nivelul) W_0	15 t;
debitul orar Q	400 t/h.

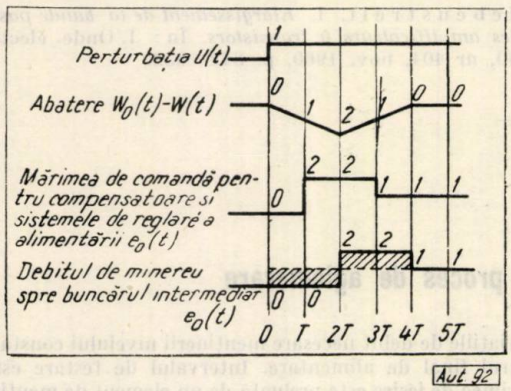


Fig. 3. Răspunsul sistemului cu testare cînd perioada de testare este egală cu timpul mort T_m.

În figura 4 se arată variaţia** nivelului în buncărul intermediar datorită variaţiei aleatorii a debitului de ieşire în trepte. În acelaşi proces caracteristicile celorlalte două sisteme de reglare cu testare au fost:

	Buncăr de alimentare 1	*Buncăr de alimentare* 2
timpul mort T	40 s	75 s;
perioada de testare	60 s	75 s;
capacitatea (nivelul) W_0	5 t	3 t;
debitul orar Q	500 t/h	15 t/h.

* Se observă că după 4 T se reintră în regimul staţionar al nivelului.

** Funcţia de transfer $D(z)$ a regulatorului [2]: $D(z) = \frac{-0{,}71 + 0{,}6\,z^{-1}}{1 + 0{,}3\,z^{-1} + 0{,}3\,z^{-2} - 1{,}6\,z^{-3}}$.

Aceste trei sisteme de reglare au costat 60 000 dolari. Această sumă a fost însă recuperată chiar de la început prin reducerea cheltuielilor de investiţie în buncăre, care au

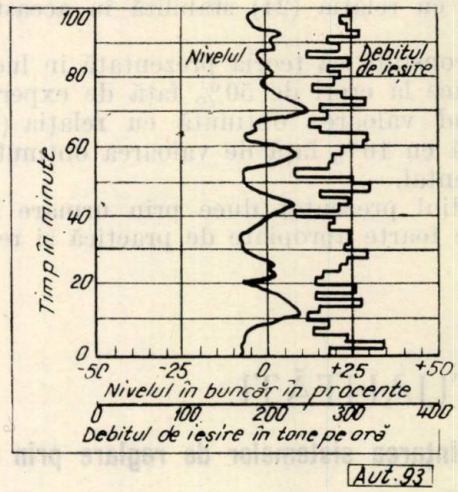


Fig. 4. Variaţiile nivelului în buncărul intermediar la perturbaţii treaptă ale debitului de ieşire.

devenit mult mai mici şi cu fundaţii mai simple. Se menţionează că acest sistem de reglare mai adecvat a contribuit în măsură substanţială la creşterea capacităţii de prelucrare a instalaţiei de la 2 800 t/zi la 4 200 t/zi.

Articolul [1] descrie în detaliu şi regulatorul întrebuinţat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kazuto Togino. *Simpling Controllers Pace Japanese sintering Mill.* În: Control Enginering, mai 1964.

[2] Tou, J. T. *Digital and sampled-data, Control Systems, Mc.* Graw Hill Book, 1959.

Întrebuinţarea unui calculator în conducerea unei fabrici de celuloză [1]

Fabrica Great Southern Land and Paper din S.U.A. produce zilnic 800 t de hîrtie din lemn. Ţinînd seamă de volumul producţiei, o creştere procentuală, chiar redusă, a eficienţei procesului tehnologic poate să ducă la o valoare netă anuală a economiilor care să justifice introducerea unui calculator. În cazul dat ca exemplu s-a constatat, pe baza studiilor preliminare făcute de fabrică şi de General Electric, care a furnizat calculatorul, că întrebuinţarea calculatorului asigură o evidenţă mai bună şi mai rapidă a costului producţiei şi deci creează posibilitatea unei intervenţii mai rapide asupra operaţiilor neeconomice.

Ţinînd seamă de aceste aspecte, fazele de introducere a calculatorului sînt patru, dintre care primele două s-au realizat pînă în prezent:

— înregistrarea informaţiilor din procesul tehnologic, calculul preţului de cost şi al profitului;

— analiza dinamică a procesului tehnologic şi crearea de indicaţii de conducere pentru operator;

— definitivarea criteriilor de conducere optimă a procesului;

— introducerea conducerii procesului prin calculator, care să stabilească mărimile de intrare în sistemele de reglare convenţionale.

Acest proces tehnologic este condus cu o aparatură de reglare convenţională de tip electronic, cu un număr redus de înregistratoare.

Intrările în calculator pot fi: a) — analogice, venind de la elementele de măsură pentru debite, presiuni, temperaturi, viscozitate, niveluri, în total 230 indicaţii; b) — intrări manuale în cod binar sau zecimal; c) — indicaţii de la contacte din utilaje care indică starea de funcţionare a acestora.

Intrările analogice sînt înregistrate cu o perioadă variabilă după caracteristicile parametrului la intervalele: 15 s, 1 min sau 20 min. În plus, pentru că în fabricarea hîrtiei mulţi parametri ai procesului nu se măsoară direct, calculatorul cuprinde ecuaţiile de definiţie ale acestor parametri care se rezolvă cu ajutorul informaţiilor indirecte primite de la traductorii instalaţi în proces. În figura 1 se arată o schemă-bloc a calculelor economice care sînt făcute de calculator pentru o parte din procesul tehnologic, considerată ca o unitate economică, şi pentru care apar deci costul final şi profitul. În faza a doua se vor studia caracteristicile dinamice ale procesului pentru a se deduce indicaţii de conducere pentru operator, care se vor întrebuinţa, eventual, şi pentru conducerea procesului în circuit închis prin calculator. Această fază cuprinde două programe. În primul program se înre-

gistrează variaţiile în regim tranzitoriu a 40 de parametri din proces în interval de 15 s. Al doilea program se referă la stabilirea cauzelor unor avarii, ca de exemplu ruperea hîrtiei. În acest scop se memorează pe timp de o oră valorile

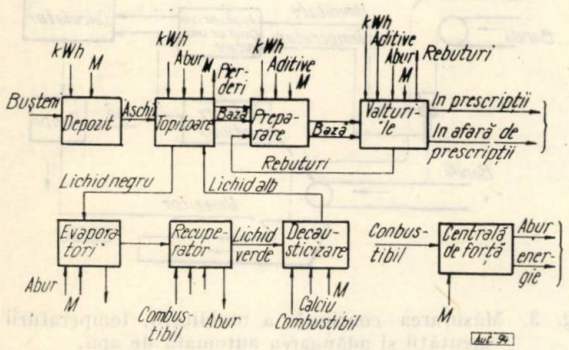


Fig. 1. Diagramă-bloc economică pentru partea de preparare din proces.

a 80 de parametri din proces luate la intervale de 2 sau 20 min. Dacă apare o avarie, aceste valori pot fi obţinute din calculator, pentru a se putea stabili cauza avariei şi pentru a lua măsuri de remediere.

Recuperarea investiţiei în instalarea calculatorului se consideră că se va realiza, în primul rînd, din întrebuinţarea lui pentru calcule economice. Totuşi, o recuperare suplimentară se va obţine şi prin întrebuinţarea lui în circuit închis. În legătură cu aceasta se va compara recuperarea potenţială cu dificultăţile şi costul lucrărilor necesare obţinerii unei cunoaşteri suficiente a procesului. Procesul tehnologic în multe secţii ale unei asemenea fabrici este complex nu numai pentru că sînt multe variabile cu interacţiune între ele, ci pentru că măsurările sînt uneori neprecise, perturbaţiile sînt importante

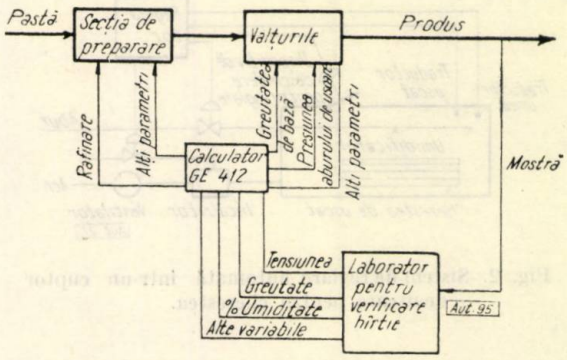


Fig. 2. Programul calculatorului în circuit închis.

şi parametrii nu pot fi modificaţi în limite mari. Din această cauză, în faza ultimă se prevede conducerea prin calculator numai a unei părţi a procesului şi anume aceea arătată în figura 2. Restul procesului va fi condus în continuare prin operatori specialişti.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ryan, F. M. *Papermill computer Keeps the books.* În: Control Engineering, nr. 10, octombrie 1964.

Măsurarea şi reglarea umidităţii

Posibilităţile de măsurare şi reglare a umidităţii au crescut continuu în ultimul timp şi numeroase articole din revistele de specialitate se ocupă de felul în care trebuie alese elementele de măsură a umidităţii din diversitatea de astfel de aparate fabricate actualmente [1], [2].

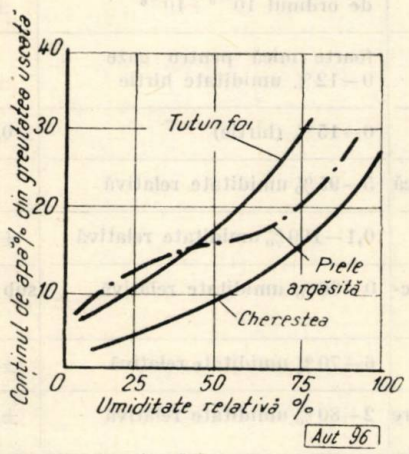


Fig. 1. Relaţia dintre umiditatea din unele materiale higroscopice şi umiditatea relativă din atmosferă la 25°C.

Problemele legate de umiditate în procesele de producţie provin din două direcţii: umiditatea mediului în care are loc producţia sau umiditatea materialului solid, lichid sau gazos, care este prelucrat în procesul de producţie. Uneori efectele respective sînt intercondiţionate atunci cînd se prelucrează materiale higroscopice (fig. 1) şi pentru care sînt deci de realizat condiţii optime pentru depozitare (tabela 1).

Tabela 1

Condiţii de umiditate optimă pentru unele materiale higroscopice

Industria sau produsul	Procesul	Domeniul de umiditate relativă, %
Fabrici de pîine	depozite	60—70
	camerele de prelucrare	80—95
	frămîntare	50
Produse chimice	depozite	40—55
Fabrici de confecţii	depozite	55
Ceramice	depozite de argilă	45—55
Fructe	pătlăgele roşii	90
Cereale	depozite	60—65
Hîrtie	depozite	55
Textile	spaţii de fabricaţie	90 max
	depozite	65

În unele procese de uscare discontinue, o atmosferă cu umiditate mare va întîrzia procesul de uscare; o umiditate însă prea redusă va deteriora suprafaţa materialului din cauza

unei uscări mai rapide a acesteia decît a interiorului lemnului. În figura 2 se arată un sistem de reglare a umidităţii într-un asemenea uscător. Măsurarea şi reglarea umidităţii în fluidele

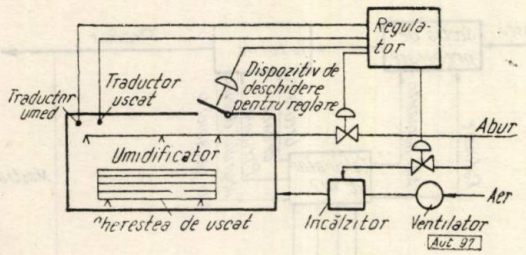


Fig. 2. Sistem de reglare automată într-un cuptor de uscare pentru cherestea.

care se prelucrează ridică probleme dificile, pentru că deseori procentul de apă poate fi foarte mic.

Asemenea procese se întîlnesc în fabricarea tranzistoarelor, lămpilor electrice, procese chimice şi petrochimice, tratamente termice, transportul gazelor naturale. În alte cazuri (fabricarea cimentului, prepararea minereurilor) este importantă determinarea umidităţii materialului de prelucrat, cu scopul adăugării de apă pentru a se obţine condiţii optime ale procesului tehnologic (fig. 3).

Un sistem introdus de curînd pentru măsurarea, înregistrarea şi reglarea umidităţii în hîrtie este bazat pe variaţia absorbţiei de raze infraroşii în funcţie de umiditatea din hîrtie [1]. Un ghid pentru aparatura de măsură a umidităţii este arătat în tabela 2 care condensează informaţii din cele două articole menţionate. Cu excepţia metodelor indicate cu (+), aparatura respectivă poate fi aplicată nu numai la măsurarea ci şi la reglarea umidităţii.

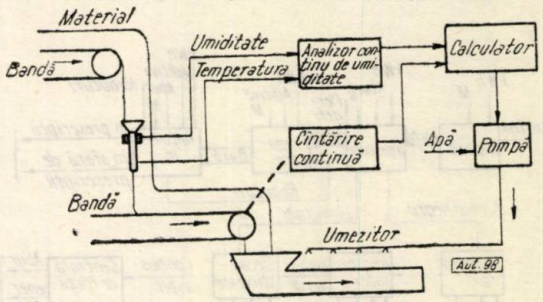


Fig. 3. Măsurarea continuă a umidităţii, temperaturii şi greutăţii şi adăugarea automată de apă.

Tabela 2

Ghid pentru aparatura de măsură a umidităţii

Forma materialului			Proces		Metoda	Domeniul de umiditate	Precizie
gaz	lichid	solid	discontinuu	continuu			
×			×	×	Psicrometru	2—100% umiditate relativă	±1,5 la 2
×			×	×	Higrometru mecanic	15—90% umiditate relativă	±5
					Higrometru cu punct de rouă		
×				×	— cu condensare	−115 F÷125 F	±2 F
×			×	×	— cu echilibru de vapori	−50F ÷160 F	±1,5 F
×	×	×	×	×	Absorbţia de căldură	foarte mică de ordinul $10^{-3}\div10^{-6}$	±1% din scală
×	×	×	×	×	Higrometru electrolitic (+)	de ordinul $10^{-3}\div10^{-6}$	±5%
×	×	×	×	×	Absorbţie de raze infraroşii	foarte mică pentru gaze 0—12% umiditate hîrtie	±1% ±0,5%
×	×	×	×	×	Capacitanţa	0—15% (hîrtie)	±0,2 la 1%
×		×	×	×	Higrometru cu rezistenţă electrică	5—95% umiditate relativă	±2%
	×	×	×		Prin uscare şi cîntărire (+)	0,1—100% umiditate relativă	±0,2%
	×	×	×	×	Prin absorbţie de putere în frecvenţă radio	0—80% umiditate relativă	sub 1%
		×	×	×	Conductivitate electrică	6—70% umiditate relativă	±2%
	×	×	×	×	Absorbţie de radiaţii nucleare	2—80% umiditate relativă	±0,25%

BIBLIOGRAFIE

[1] Stalhuth, W. E. *Moisture measurement and control* În: Automation, vol. **11**, nr. 11, nov 1964.

Sisteme de reglare cu analizoare continue în fluxul de producţie

În ultimii ani, numărul analizoarelor introduse în fluxul de fabricaţie a crescut continuu în special în domeniile : chimie, petrochimie, rafinării, fabrici de ciment, fabrici de hîrtie, industria alimentară şi textilă. Inregistrînd această tendinţă, în această rubrică s-a făcut deseori loc noutăţilor în legătură cu această aparatură. Un articol recent [1] aduce noi informaţii asupra acestui subiect, din care sînt extrase cele ce urmează. Se uzitează ca aceste analizoare să se împartă în două grupuri. Un prim grup cuprinde pe acelea care nu se referă la un component specific determinat, ci la măsura în ansamblu a unei proprietăţi fizice (analizoare neselective) ; al doilea grup — analizoarele selective — indică în mod specific un element component determinat.

Analizoare neselective

— *Colorimetre.* Aplicaţiile sînt : a) în industria hîrtiei pentru analiza ClO_2 în lichidul de albire ; b) în industria uleiurilor vegetale pentru controlul clorofilei ; c) controlul continuu al turbidităţii în buncărele de decantare, în siropul de zahăr, în apa reîntrebuinţată din maşinile de hîrtie, în controlul berei. Costul este de aproximativ 2 500 dolari şi are o reproductibilitate de 2% la 15°C.

— *Viscozimetre.* Aplicaţiile sînt : a) controlul solvenţilor în fabricarea cablurilor ; b) determinarea punctului final al fabricaţiei, de exemplu, într-o polimerizare ; c) în fabricarea amidonului ; d) în procesele petroliere cînd viscozitatea constituie principalul indice al calităţii.

— *Conductibilitate termică.* Aplicaţiile sînt : analiza prezenţei de O_2, analiza combustibililor, densitatea gazelor arse în cuptoare, prezenţa clorului, CO_2, azot, hidrogen etc. Costul aproximativ 1 000 dolari ; precizia $\pm$ 1%.

— *Indice de refracţie.* Aplicaţiile sînt : controlul purităţii în coloanele de fracţionare, controlul operaţiilor de amestec binar, precum apă şi alcool, în industria alimentară. Costul aproximativ 3 000 dolari ; precizie $\pm$ 1%.

— *Densitate.* Întrebuinţările şi realizările constructive sînt foarte numeroase. O aplicaţie foarte delicată este măsura densităţii unui amestec de debit gazos care alimentează unităţi de fabricaţie. Menţionăm : supravegherea gazului de ieşire dintr-o reacţie chimică cînd densitatea indică eficienţa operaţiei. Costul aproximativ 1 500 dolari ; precizie $\pm$ 1,5%.

— *Măsura constantei dielectrice.* Aplicaţiile sînt numeroase, dintre care menţionăm : determinarea procentului de apă în hidrocarburi ; controlul acizilor, alcaliilor sau sărurilor din soluţiile întrebuinţate în chimie, în fabrici de hîrtie şi celuloză ; controlul conţinutului de apă în textile, industria alimentară. Precizia $\pm$ 0,5 $\div$ 1%.

Analizoare selective

— *Cromatografie gazoasă.* Cromatografele de gaze au devenit cele mai întrebuinţate dintre analizoare pentru că pot să analizeze produse pînă la 200°C, se adaptează uşor necesităţilor analizei continue şi introducerii în sistemele de reglare şi nu necesită o deosebită puritate a mostrelor. Precizia este de $\pm$ 0,5%. Sistemele de reglare care cuprind cromatografe de gaze necesită precauţii speciale pentru a evita fenomenele tranzitorii produse din detectarea unor vîrfuri trecătoare în prezenţa gazului analizat. Timpul de analiză este de 2—20 min, ceea ce constituie un timp mort pe circuitul de reacţie a sistemului de reglare.

Preţul unui cromatograf este de 5—10 000 dolari, la care trebuie adăugat costul instalării şi al dispozitivului de luat probe, ceea ce poate ajunge la 30—100% din costul instrumentului de bază. Întreţinerea şi exploatarea lor sînt costisitoare.

— *Spectrograf de masă.* Întrebuinţarea lor s-a restrîns în ultimul timp din cauza apariţiei cromatografelor. Sînt totuşi întrebuinţate din cauza constantei lor de timp reduse, acolo unde se cer răspunsuri rapide de ordinul secundelor. Costul este 17—20 000 dolari ; precizie $\pm$ 1%.

— *Urme de umiditate* pentru gaze şi lichide. Sînt uşor de introdus în sisteme de reglare. Constanta de timp este mai mică de 1 min şi precizia $\pm$ 5% ; costul 500—1 200 dolari.

— *Infraroşii.* Aparatele bazate pe infraroşii sînt aplicabile gazelor şi lichidelor. Au o constantă de timp mică (mai mică decît o secundă) şi sînt uşor adaptabile reglării automate. Costul 4—10 000 dolari şi precizia $\pm$ 1%.

— *Ultraviolete.* Aparatele bazate pe această metodă sînt similare celor precedente. Costul de 3—5 000 dolari ; precizia $\pm$1%. Se întrebuinţează în procesele cu gaze şi lichide.

Introducerea analizoarelor continue în sistemele de reglare

Această introducere necesită întotdeauna o analiză amănunţită a caracteristicilor dinamice ale procesului. De obicei analizoarele au un timp mort important datorit timpului necesar analizei la care se poate adăuga timpul de transmitere a mostrei de la locul de prelucrare pînă la analizor. În aceste condiţii se pune întrebarea dacă se poate obţine un sistem de reglare satisfăcător, întrebare la care nu se poate obţine un răspuns numai din examinarea prospectului analizorului, fiind necesară studierea ansamblului sistemului. În cele mai multe din cazuri analizoarele au fost introduse în sisteme de reglare în cascadă. Analizorul este legat cu regulatorul principal care are rolul să stabilească mărirea de intrare în regulatorul secundar. S-au obţinut în felul acesta sisteme de reglare stabile chiar atunci cînd analizorul are un timp mort şi o constantă de timp mare sau funcţionează prin testare. Desigur că alegerea unui sistem de reglare simplu sau în cascadă va rezulta din studierea amănunţită a procesului.

Într-un sistem de acest fel, bine studiat, mărimea de ieşire a variat cu aproximativ $\pm$ 5% faţă de valoarea prescrisă, faţă de o variaţie de aproximativ $\pm$ 10% în cazul unei reglări manuale, neţinînd seamă în plus de faptul că în intervale mari de timp, depăşind în ansamblu 30% din total, cu reglarea manuală, parametrul reglat depăşeşte în mod excesiv valoarea normală [1]. De asemenea, un exemplu reuşit de sistem de reglare întrebuinţînd un cromatograf este arătat în figura 1 [1].

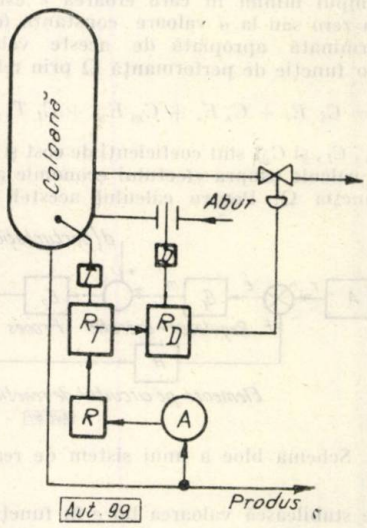


Fig. 1. Reglarea presiunii vaporilor de propan întrebuinţînd un cromatograf (schemă parţială).

În acest caz, s-a întrebuinţat un cromatograf A care măsoară conţinutul de etan la baza coloanei. Aceasta determină prin regulatorul R mărimea de intrare în regulatorul de temperatură R_T. Acest regulator este în cascadă cu regulatorul de debit de abur de încălzire R_D.

Regulatorul R este de tip PI. Funcţionarea optimă a coloanei corespunde la o presiune a vaporilor de butan de 14,7 bar. Înainte de introducerea cromatografului, această

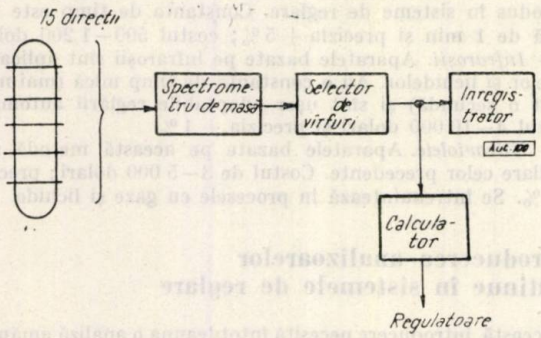


Fig. 2 Întrebuinţarea unui spectrometru de masă cu reglări în circuit închis.

presiune varia între 13,5 şi 16 bar. Cu sistemul din figura 1 oscilaţiile variază între 14,5 şi 15 bar.

Un spectrometru de masă analizînd 15 circuite cu un selector al vîrfurilor de pe fiecare circuit este arătat în figura 2 [2]. Calculatorul transmite modificările mărimilor de intrare în regulatoarele sistemelor de reglare convenţionale. Instalaţia s-a făcut la un proces de reacţie catalitică în fază gazoasă.

Un studiu făcut în numeroase industrii [3] a arătat că investiţia în analizoarele în flux continuu, introduse în sisteme de reglare, se recuperează repede şi reduc sarcinile dificile ale laboratoarelor. În acest studiu sînt menţionate numeroase cazuri în care recuperarea investiţiilor s-a făcut în mai puţin de un an.

BIBLIOGRAFIE

[1] Escher, E. şi Fraade, D. I. *Les analyseurs continus en ligne.* În: Mesures, régulation, automatisme, nr. 11, nov 1964.

[2] *** *Du Pont, IBM Achieve dynamic optimization.* În: Chemical and Engineering News, feb 1963.

[3] Fraade, D. I. *The justification and payout of on-line stream analysers.* 9th National ISA Analysis Instrumentation Symposium, mai 1963.

Determinarea valorii optime a parametrilor unui regulator PID

Această problemă apare deseori în literatura de specialitate, şi în coloanele acestei rubrici au fost semnalate lucrările care au constituit progrese în această direcţie. La Congresul de Automatică din iunie 1964, ţinut la Standford University California, una din comunicări s-a referit la această determinare [1]. Plecînd de la următoarele mărimi (cu notaţiile şi nomenclatura autorului din figura 1):

— $E_i \int_0^\infty e\,dt$ este minimum integralei erorii;

— $E_s \int_0^\infty e^2\,dt$ — minimum integralei pătratului erorii;

— $E_m = |e|_{max}$ — minimum erorii maxime;

— T_s — timpul minim în care eroarea e este adusă şi menţinută la zero sau la o valoare constantă (de fapt la o valoare determinată apropiată de aceste valori limită), se defineşte o funcţie de performanţă Ω prin relaţia:

$$\Omega = C_i\ E_i + C_s\ E_s + C_m\ E_m + C_t\ T_s,$$

în care C_i, C_s, C_t, şi C_m sînt coeficienţi de cost şi care trebuie stabiliţi prin calcule asupra efectului economic al diferitelor părţi din funcţia Ω. Pentru calculul acestei funcţii este

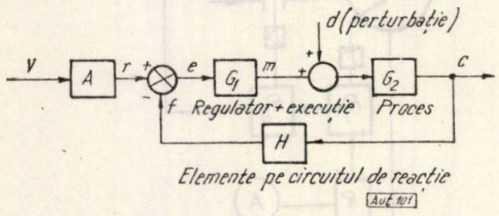


Fig. 1. Schema bloc a unui sistem de reglare.

necesar să se stabilească valoarea lui e în funcţie de caracteristicile sistemului de reglare considerat, fiind suficientă şi o cunoaştere aproximativă a funcţiilor de transfer caracteristice sistemului. După ce s-au stabilit coeficienţii din Ω şi se cunoaşte descrierea matematică a procesului, atunci Ω devine o funcţie de parametrii K_p K_i şi K_d ai regulatorului a cărui ecuaţie este:

$$m = K_p \left[e + K_i \int_0^t e\,dt + K_d \frac{de}{dt} \right].$$

Optimumul lui Ω va determina valoarea parametrilor regulatorului. Calculele necesită un calculator analogic sau numeric.

În comunicare această metodă se aplică pentru un proces a cărui ecuaţie este:

$$T_1\,T_2 \frac{d^2c}{dt^2} + (T_1 + T_2) \frac{dc}{dt} + C = K\,[d\,(t) + m\,(t) + (t)],$$

presupunîndu-se că $d(t)$ este o perturbaţie treaptă şi apoi sinusoidală.

Un calcul analog se face presupunînd că procesul este aproximat printr-o constantă de timp T şi un timp mort T_m.

Concluziile autorului sînt în principal următoarele:

1 — pentru procesele fără timpi morţi şi cu perturbaţii treaptă valoarea optimă pentru K_p nu depinde în mod semnificativ de Ω, în timp ce K_i şi K_D sînt puternic influenţate de structura lui Ω. Valori mari pentru K_i şi K_D dau răspunsuri cu e iniţial mic dar puţin atenuate iar la valori mici pentru K_i şi K_D apare o situaţie inversă;

2 — constante de timp dominante ale procesului determină pe K_i, dar au o influenţă redusă asupra lui K_p şi K_D;

3 — în sistemele cu timp mort, dacă $T_m \geqslant \frac{1}{10}\ T$, T fiind constanta de timp dominantă a procesului, acesta are o influenţă asupra performanţelor sistemului, care nu poate fi neglijată;

4 — în comparaţie cu celelalte metode cunoscute concluziile sînt: — metoda Ziegler Nichols este în general cea mai satisfăcătoare; metoda Graham Lathrap este satisfăcătoare numai pentru regulatoare PI; metoda Oldenburg-Sartorius (Criteriul practic) este prea restrictivă pentru regulatoare PI; în sisteme cu $T_m = 0$ criteriul coeficientului de amortizare 0,36 s-a dovedit satisfăcător pentru regulator P.

Din cauza dificultăţii stabilirii funcţiei Ω şi a volumului de calcule pe care le implică este îndoelnic că această metodă va avea numeroase aplicaţii practice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Law V. I. şi Weaver. R. *Systematic determination of optimal control parameters.* Joint automatic control conference, iunie 1964.

I. Papadache

RECENZII

I. Considine şi S. Ross. **Manual pentru dotarea cu aparatură de măsură şi reglare** (Handbook of applied instrumentation). Mc Graw—Hill, 1964, 1100 pag.

Manualul precedent editat de I. Considine „Process instruments and control Handbook", tipărit de aceeaşi editură în 1958, a avut un succes deosebit. Prezentul manual constituie, de fapt, o continuare a celui precedent, tratînd fie măsurarea unor parametri care nu figurau în primul, fie probleme generale în legătură cu măsurarea şi reglarea industrială. Capitolele volumului sînt cu unele comentarii:

1. Măsurarea parametrilor: definiţii, clasificare (16 pag.); 2. Parametri termici: metode generale de măsurare şi metodele fundamentale ale calorimetriei (27 pag.); 3. Metodele bazate pe radiaţii cuprinzînd, în special, detectorii de radiaţii nucleare şi aparatura bazată pe radioizotopi (91 pag.); 4. Elemente de măsură pentru forţe, în special, presiuni (24 pag.); 5. Măsurări de debite, acceleraţii, viteze, greutăţi, nivele (84 pag.); 6. Parametri geometrici: grosimi şi poziţii (44 pag.); 7. Proprietăţi fizice: densitate, umiditate, viscozitate (50 pag.); 8. Compoziţie chimică: analizatoare (14 pag.), capitolul fiind excesiv de redus; 9. Parametri electrici: generalităţi asupra acestor parametri (10 pag.), capitolul este necorespunzător nefiind clar cui se adresează; 10. Reglarea automată (56 pag.) cuprinde: indicaţii fundamentale asupra reglărilor automate într-o formă descriptivă, aplicaţiile controlului fotoelectric, şi indicaţii sumare asupra regulatoarelor şi elementelor de execuţie (capitol prea sumar); 11. Date asupra procesului (117 pag.) cuprinde: informaţii asupra întrebuinţării calculatoarelor analogice şi numerice, transmiterea informaţiilor, indicatori numerici, capitolul fiind reuşit; 12. Aparatură pentru procese metalurgice şi ceramice (66 pag.): dotarea cu aparatură, alegerea sistemelor de reglare (informaţiile date vor fi foarte folositoare); 13. Aparatură pentru diferite utilaje şi procese industriale (120 pag.): schimbătoare de căldură, coloane de distilare, reglări în industria celulozei şi hîrtiei, industria alimentară; deşi spaţiul rezervat diferitelor părţi nu este echilibrat, capitolul în ansamblu cuprinde o mare cantitate de informaţii folositoare în practică; 14. Aparatură pentru industria energetică (92 pag.): generatoare de abur, producerea şi distribuţia energiei electrice, aparatură din reactoarele nucleare; 15. Aparatura pentru laboratoare şi instalaţii pilot (103 pag.) constituie un capitol deosebit de important prin bogăţia informaţiilor; 16. Aparatura pentru tehnica spaţială (54 pag.); 17. Probleme generale: elemente electronice fundamentale, metode pentru întocmirea schemelor, construirea panourilor, alimentarea cu aer instrumental (92 pag.).

Deşi prezenţa unor capitole are o justificare îndoielnică, iar unele probleme sînt prea sumar expuse, totuşi în ansamblu considerăm că manualul este folositor, în special, pentru inginerii şi tehnicienii care asigură întreţinerea şi exploatarea instalaţiilor de măsură şi reglare industrială. Unele capitole, în special, 12, 13, 15, 17, vor putea da sugestii utile şi inginerilor din institutele de proiectare pentru asemenea instalaţii.

I. Papalache

Th. Nicolau, I. Jakab, F. Cosmiţă, Al. Popescu, A. Zaharescu, C. Negoiţă şi Gh. Ianculescu. **Măsurări electronice în industrie.** Bucureşti, Editura tehnică, 1964, 452 pag., 474 fig.

Dezvoltarea impetuoasă a dispozitivelor de automatizare, cum şi introducerea acestora în procesele de comandă şi reglare automată, au făcut posibilă şi necesară dezvoltarea rapidă şi a aparaturii de măsură şi control, atît pentru controlul tehnologic curent, cît şi pentru cercetarea ştiinţifică. Datorită avantajelor substanţiale pe care le prezintă, aparatele electronice de măsurat au căpătat în ultimii ani o largă utilizare.

Lucrarea de faţă are drept scop prezentarea diferitelor metode de măsură şi a diferitelor aparate electronice cu schemele de lucru ale acestora, utilizate pentru măsurarea mărimilor neelectrice.

După o descriere sumară a elementelor componente ale aparatelor electronice de măsură, dîndu-se şi caracteristicile acestora, se trece, în capitolul al II-lea, la descrierea diverselor metode şi aparate utilizate pentru măsurarea dimensiunilor geometrice. Se descriu micrometrele capacitive, inductive, fotoelectrice şi biparametrice, cum şi cîteva tipuri de rugozimetre.

În capitolul al III-lea sînt tratate măsurările mecanice, prezentîndu-se aparatele folosite la măsurarea deformaţiilor şi eforturilor unitare, a forţelor, cuplurilor, debitelor, presiunilor şi vitezelor. Aici se face o descriere atît a elementelor sensibile de măsură, cît şi a aparaturii electronice necesare măsurării diverselor mărimi. Într-un capitol ulterior sînt tratate metodele şi aparatele folosite la măsurarea temperaturii. Sînt descrise principiile fizice care stau la baza măsurării temperaturii cu termocuplă, termorezistenţă, cum şi principiile bazate pe fenomenul de radiaţie a corpurilor, de rezonanţă nucleară şi pe determinarea tensiunii de zgomot. Se descriu şi aparatele electronice pentru măsurarea temperaturii bazate pe fenomenele de mai sus, cum ar fi: pirometrul de raport, termometrul cu cristal de cuarţ, termometrul electronic cu tranzistoare.

În capitolul de măsurări fotometrice sînt descrise diversele dispozitive fotoelectrice, utilizate pentru măsurarea diverşilor parametri: fotomultiplicatorul electronic, dispozitive bazate pe efectul de fotoinducţie şi efectul voltaic. Sînt descrise aici şi schemele aparatelor electronice de măsură corespunzătoare: schemele de fotometrie cu citire directă, bazate pe metoda de zero.

În capitolele VI şi VII sînt tratate aparatele folosite la măsurarea compoziţiei şi concentraţiei substanţelor şi la măsurarea umidităţii acestora. După o analiză succintă a metodelor de măsură a concentraţiei substanţelor se trece la descrierea aparaturii electronice, bazată pe măsurarea activităţii ionice, analiza polarografică şi analiza cromatografică a gazelor.

În penultimul capitol al lucrării sînt tratate diferite compensatoare şi punţi electronice înregistratoare, utilizate pentru măsurarea şi înregistrarea mai multor parametri ai unui proces tehnologic. Sînt descrise diferite scheme de măsură prin compensaţie şi în punte, cum şi diverse tipuri de modulatoare şi amplificatoare electronice.

În ultimul capitol al lucrării sînt date cîteva noţiuni despre siguranţa în funcţionare a aparatelor electronice de măsură.

Lucrarea este adresată tehnicienilor şi inginerilor electronişti şi de alte specialităţi apropiate, care lucrează în industrie, constituind un preţios material pentru pregătirea acestora.

I. Dumitrache

P. P. Mesiaţev. **Siguranţa producţiei de maşini electronice de calcul.** Moscova, Maşghiz, 1963, 216 pag., 22 ref. bibl.

În ultimul deceniu, utilizarea maşinilor electronice de calcul, atît în ştiinţă, cît şi în tehnică, a cunoscut o dezvoltare impetuoasă.

Producţia blocurilor maşinilor electronice de calcul a căpătat un caracter de serie.

Siguranţa în funcţionare a acestor maşini depinde de siguranţa elementelor componente. Sub termenul de „siguranţa producţiei", autorul defineşte proprietatea proceselor tehnologice de a asigura nivelul de siguranţă în funcţionare a elementelor, blocurilor şi a produsului întreg în condiţiile de exploatare.

Lucrarea cuprinde şapte capitole în care sînt examinate problemele siguranţei producţiei de maşini electronice de calcul. În primul capitol sînt descrise şi clasificate maşinile electronice de calcul. Se pune un accent deosebit pe blocurile componente ale maşinilor şi pe căile de dezvoltare în viitor a unor asemenea maşini. Tot aici sînt descrise cerinţele faţă de producţia unor asemenea maşini.

Capitolul doi se ocupă de metodele de apreciere a siguranţei maşinilor electronice de calcul. Autorul studiază, legat de maşinile electronice de calcul, „defecţiunile catastrofice" şi defecţiunile legate de îmbătrînirea elementelor. În acelaşi capitol, autorul examinează problema preţului de cost al siguranţei şi al producţiei, cu ajutorul unui singur termen denumit eficacitate şi găseşte un criteriu univoc de apreciere a siguranţei maşinilor electronice de calcul.

În capitolul trei se examinează problemele legate de asigurarea siguranţei dorite, de soluţia constructivă în condiţiile de producţie, pornind de la posibilitatea rebutului unei operaţii, inclusiv rebutul camuflat. Se examinează de asemenea şi căile de micşorare a rebutului, inclusiv a celui camuflat. O atenţie deosebită este acordată studiului unei probleme puţin cunoscute: legătura dintre precizia şi siguranţa producţiei.

Capitolul patru se ocupă de problemele legate de asigurarea preciziei cerute de scheme în condiţiile producţiei. Aici se arată diferenţa dintre calculul siguranţei şi al preciziei şi de asemenea sînt expuse metodele de calcul al schemelor funcţionale caracteristice, atît cu tuburi, cît şi cu semiconductoare. Pe baza acestor exemple de calcul sînt date recomandări pentru a obţine regimuri tehnologice optime în sensul preciziei.

În capitolul cinci, autorul se ocupă de problemele legate de asigurarea eficacităţii producţiei de maşini electronice de calcul. Sînt date definiţiile eficacităţii şi metodele de calcul al eficacităţii pentru diferite procese de asamblare, reglare şi control. Tot aici se examinează, alături de eficacitatea unor procese tehnologice date, şi problemele legate de eficacitatea unor procese tehnologice noi, adică problemele legate de prognoza eficacităţii tehnice.

În capitolul şase se descrie metoda de proiectare complexă a proceselor de producţie. Se pune un accent deosebit pe aprecierea influenţei principalilor factori care determină siguranţa şi eficacitatea asupra schemei, construcţiei şi procesului tehnologic necesar.

În capitolul şapte sînt tratate unele probleme tehnico-organizatorice legate de asigurarea siguranţei producţiei maşinilor electronice de calcul.

Cartea conţine două părţi distincte: o parte teoretică, care permite o apreciere generală a problemelor de siguranţă a producţiei, şi o parte practică unde se dau concluzii concrete punîndu-se accente deosebite asupra simplităţii rezultatelor finale şi formulelor de calcul. Majoritatea problemelor siguranţei producţiei au o valoare generală legată de problemele maşinilor electronice de calcul, fiind universal valabile în toate domeniile radioelectronicii şi construcţiei de aparate electronice.

I. Sipoş

E.L. Iuşcenko. **Programarea în limbajul adreselor.** Kiev, Editura de stat pentru literatură tehnică a R.S.S.U., 1963, 288 pag., 9 fig., 26 ref. bibl.

Lucrarea descrie un limbaj algoritmic, utilizat la scrierea programelor pentru calculatoarele digitale. Acest limbaj a fost elaborat în anul 1958 de autor împreună cu V.S. Koroliuk. El reprezintă rezultatul seminarului de Teoria algoritmilor ţinut în anii 1957-1958.

Spre deosebire de limbajul ALGOL, cu care prezintă numeroase analogii, limbajul propus în lucrarea de care ne ocupăm este un limbaj în care nu se întrebuinţează decît simboluri grafice, fără a utiliza cuvinte.

Operaţia de bază care intervine este aşa-numita operaţie de accentuare. O relaţie de forma $a = b$ reprezintă faptul că conţinutul adresei a este numărul b.

Operaţia stabileşte astfel o corespondenţă între mulţimea adreselor şi mulţimea conţinutului adreselor.

În lucrare se definesc operaţiile de adresare, de trecere condiţionată şi necondiţionată, de funcţii de adrese, de formule predicative, de formule de ciclizare etc.

Cu ajutorul acestor formule şi al simbolurilor utilizate devine posibilă exprimarea sub o formă compactă a programelor pentru calculatoarele digitale.

Lucrarea este formată din mai multe capitole.

În primul capitol se stabileşte limbajul adreselor.

În capitolul 2 se prezintă pe scurt unele noţiuni generale privind calculatoarele digitale şi programarea lor.

Capitolul 3 arată principiile generale ale programării în limbajul adreselor.

Se dau algoritmi generali şi se arată posibilitatea de a se face programarea la diferite niveluri.

În capitolul 4 se arată cum poate fi utilizată o bibliotecă de subprograme şi se dau metode de realizare a algoritmilor normali după Markov.

Problema programelor universale de programare şi relaţia dintre această problemă şi limbajul adreselor sînt studiate în capitolul 5.

Construirea schemelor de trecere la codul concret al maşinii Ural este abordată în capitolul 6.

Ultimul capitol conţine exemple şi exerciţii referitoare la limbajul adreselor. Se dau exemple de programare liniară, ca şi de alte probleme economice.

Lucrarea este interesantă atît pentru cei care se ocupă de problemele calculatoarelor, cît şi pentru cei care urmăresc problemele generale ale ciberneticii.

E. Nicolau

Probleme de cibernetică. Moscova, Fizmatghiz, nr. 10, 1963, 286 pag.

Acest număr al publicaţiei „Probleme de cibernetică" este format din mai multe părţi.

În prima parte, intitulată „Probleme generale", I. L. Vasiliev publică un articol privind compararea formelor normale disjunctive, tipice şi minimale.

În partea a doua, „Teoria sistemelor de conducere", O.B. Lupanov semnează articolul intitulat „Despre sinteza unor clase de sisteme de conducere". În acest articol se consideră mai multe categorii de probleme, şi anume: scheme cu elemente funcţionale, scheme cu contacte, formule şi scheme în pi etc.

Partea a treia tratează probleme privind teoria informaţiei şi codarea. V.I. Urbah publică două studii, dintre care primul tratează despre o nouă ştiinţă intitulată „Informodinamica".

Plecînd de la identitatea expresiei formale a entropiei în teoria informaţiei şi în termodinamică, Urbah propune studierea sistemelor informaţionale în cadrul unei discipline analoge termodinamicii, intitulată „Informodinamica"

Partea a patra este rezervată teoriei jocurilor. Se remarcă un articol în care se aplică metodele programării liniare la jocurile cooperative.

Partea a cincea se referă la calculatoare. A.A. Stognii se ocupă de structura unui calculator digital special, destinat prelucrării informaţiei sub formă de litere.

În partea a şasea, rezervată proceselor de conducere în organismele vii, A. A. Leapunov, cunoscutul cibernetician sovietic, redactorul publicaţiei „Probleme de cibernetică", se ocupă de natura proceselor de conducere din organismele vii şi de noţiunea generală de „proces biologic".

V. A. Ratner studiază codurile biochimice.

Lingvistica matematică formează obiectul celei de-a şaptea părţi a lucrării. Este cazul să menţionăm faptul că S. Marcus, conferenţiar la Universitatea din Bucureşti, publică aici un studiu intitulat „Descrierea din punctul de vedere al teoriei mulţimilor a unor fenomene morfologice".

În aceeaşi parte mai publică studii O.S. Kulaghina şi A. V. Gladkin. Printre altele se remarcă studiile privind sinteza propoziţiilor în limba rusă, cu ajutorul calculatoarelor electronice.

În ultima parte a lucrării se prezintă două scurte comunicări.

E.N.

V. M. Gluskov. **Introducere în cibernetică.** Kiev, Editura Academiei de Ştiinţe a R.S.S.U., 1964, 323 pag., 83 ref. bibl.

Cartea cunoscutului specialist în domeniul ciberneticii acad. V.M. Gluskov tratează, sub forma unei teorii matematice unitare, problemele legate de prelucrarea şi convertirea informaţiei discrete (avînd în vedere aplicaţia pentru modelare—lucru caracteristic ciberneticii).

Lucrarea cuprinde următoarele părţi : teoria algoritmilor (inclusiv programarea pe maşini de calcul universale), teoria automatelor discrete (inclusiv teoria funcţiilor booleene şi principiile de construcţie a calculatoarelor numerice universale), teoria sistemelor discrete autoorganizabile, logica matematică.

Gradul de adîncire a materialului este în funcţie de noutatea sa, insistîndu-se în amănunt asupra problemelor mai noi ale ciberneticii.

Lucrarea conţine şase capitole.

În primul capitol se descriu principalele sisteme teoretice algoritmice universale ; dintre ele amintim algoritmii normali ai lui Markov, sistemul algoritmic al lui Kolmogorov — Uspenskii, funcţiile recursive, maşinile lui Türing.

De asemenea, în acest capitol sînt date principiile de bază pentru demonstrarea inexistenţei algoritmilor unor probleme elementare de mase.

Capitolul al II-lea se ocupă cu teoria funcţiilor schemelor automatelor discrete.

În capitolul al III-lea, autorul se ocupă de teoria abstractă şi structurală a automatelor discrete finite. Se tratează problemele de analiză şi sinteză a automatelor finite, de asemenea este tratată problema sintezei structurale a automatelor finite.

În capitolul al IV-lea sînt tratate problemele legate de bazele teoriei sistemelor autoorganizabile. Se determină noţiunea de măsură a gradului de autoorganizare şi autoinstruire, se cercetează problemele legate de comportarea automatelor în cazul unor perturbaţii externe aleatorii.

Un loc important îl ocupă problema deosebirii semnelor şi teoria unei clase de dispozitive denumită preceptroane destinate soluţionării acestei probleme. Se examinează unele probleme legate de modelarea reflexelor condiţionate şi procesele legate de înţelegerea şi crearea unor noi noţiuni. La sfîrşitul capitolului se tratează problemele legate de noţiunile de autoadaptabilitate şi reglare extremală. Sînt descrise o serie de metode generale de rezolvare a unor probleme extremale.

Capitolul al V-lea tratează principiile de bază ale calculatoarelor numerice universale şi problemele legate de programarea pe aceste calculatoare. În acest capitol este descris în amănunt limbajul algoritmic universal ALGOL-60. Sînt date exemple de programare în ALGOL a diferitelor probleme, mai ales din domeniul sistemelor autoorganizabile. Este arătată programarea procesului de instruire a perceptronului şi se dă un model simplificat al evoluţiei biologice.

Capitolul al VI-lea se ocupă de problemele de automatizare a proceselor legate de activitatea intelectuală, de automatizarea demonstraţiilor şi de construirea unor teorii deductive.

După cum se vede, lucrarea cuprinde un cerc larg de probleme considerate în prezent ca baza ciberneticii teoretice.

Lucrarea este destinată matematicienilor şi inginerilor care se ocupă de problemele ciberneticii. De asemenea, ea poate servi ca manual pentru studiul capitolelor principale ale ciberneticii.

I. Sipoş

DOCUMENTARE

Bartkus, E. A. şi alţii. **Asupra fabricării ansamblurilor de memorare cu ferită.** În : I.B.M. Journal of research and development, nr. 2, aprilie 1964.

Se prezintă o metodă de fabricare a unui ansamblu de memorare cu reţea din ferită. Două reţele paralele şi ortogonale de conductoare, izolate între ele, sînt plasate într-o formă de turnătorie care are şanţuri împerechiate, paralele şi coaxiale cu una din reţelele de conductoare.

În şanţuri se introduce o pulbere amestecată de ferită şi răşină sintetică, care prin polimerizare va crea reţeaua de ferită ce va conţine în interior reţeaua de comandă.

Articolul prezintă rezultatele experimentale şi o statistică asupra rezultatelor obţinute : din 108 încercări au reuşit în întregime, astfel încît să corespundă şi din punctul de vedere al impulsurilor de încercare, 39 de exemplare. Articolul se încheie cu prezentarea caracteristicilor electrice ale memoriei construite.

Edwards, D.B.G., Lanigan, M. I. şi Kinniment, D. I. **Dezvoltarea memoriilor calculatoarelor de mare viteză.** În : Electronics and Power, sept 1964, p. 319—321.

După cum se ştie, complexitatea operaţiilor pe care este capabil să le execute un calculator digital, depinde în mare măsură de capacitatea şi viteza de lucru a memoriei sale.

Dezvoltarea foarte rapidă a dispozitivelor semiconductoare a dus la creşterea vitezei de calcul a maşinilor în aşa măsură încît în prezent viteza unui calculator este aproape exclusiv limitată de viteza memoriei sale.

Autorii îşi propun să analizeze, pe de o parte, noi materiale şi dispozitive din care se pot realiza memorii capabile de viteze mari de lucru şi, pe de altă parte, să prezinte o succintă sinteză a metodelor de mărire a vitezei memoriilor în funcţiune pe calculator.

În această ordine de idei sînt prezentate memorii pe filme şi pe plăci subţiri, cum şi memorii pe ferite de construcţie specială. Se menţionează, de asemenea, posibilitatea folosirii diodelor tunel, ca elemente de memorare, la calculatoarele de mare viteză.

Damaye, R. **Noi elemente semiconductoare.** În : Electronique industrielle, nr. 75, 76, iul — aug, sept 1964, p. 237—246 şi 312—324.

Inventarul semiconductoarelor existente pînă în prezent este aproape la fel de bogat ca cel al tuburilor electronice. Au fost realizate, pe lîngă elementele cu caracteristici liniare (diode şi tranzistoare), elemente cu caracteristici neliniare.

În articol sînt prezentate aceste dispozitive cu caracteristici neliniare, din rîndul cărora au fost omise intenţionat dioda Zener şi tiristorul, asupra cărora s-au scris suficiente articole.

Autorul analizează funcţionarea şi posibilităţile de utilizare (indicînd şi scheme realizate) ale cîtorva dispozitive semiconductoare cu două stări stabile, care încep să fie din ce în ce mai mult utilizate în locul tuburilor cu gaz.

Printre altele sînt analizate şi diodele Shockley sau 4D, echivalente funcţional diodelor cu gaz, cum şi o serie de circuite realizabile cu aceste dispozitive dintre care menţionăm : generatoare de tensiune în dinţi de ferăstrău, monostabile, cum şi o schemă de comandă a unui tub „NIXIE", schemă ce are avantajul insensibilităţii la polaritatea schemelor de comandă.

Este de asemenea prezentat dispozitivul numit „Transwitch" (element semiconductor cu siliciu pn pn) asemănător tiristorului, oferind însă o serie de avantaje faţă de acesta (de exemplu, posibilitatea trecerii comandate din starea de conducţie în starea de blocare, fără a fi necesară întreruperea tensiunii de alimentare).

În mod asemănător sînt tratate şi alte dispozitive semiconductoare cu două stări stabile ca „Binistor", tranzistor unijoncţiune etc.

Studiul se încheie cu o trecere în revistă a diodelor cu curent constant şi a aplicaţiilor lor în diferite circuite de calcul numeric.

Feldbaum, A. A. **Asupra unei clase de sisteme cu autoinstruire cu comandă duală.** În : Avtomatika i telemehanika, vol. 25, nr. 4, 1964, p. 433—444.

Articolul prezintă punerea şi rezolvarea problemei procesului optimal în cazul unei clase de sisteme automate închise. Se dă schema-bloc a sistemului analizat, a cărui particularitate constă în faptul că perturbaţiile (sub formă de zgomote) apar pe canalul de transmisie a informaţiei, atît pe legătura directă, cît şi pe calea de reacţie. Este dedusă forma funcţionalei care trebuie să se minimizeze ; de asemenea, se deduc principalele formule utilizate în rezolvarea problemei propuse. Găsirea strategiei optimale se obţine prin aplicarea principiului maximului (Pontreaghin). Instruirea se realizează cu ajutorul comenzii duale, care se compune din mărimea de probă (cu caracter informaţional), acţionînd asupra obiectului prin intermediul instalaţiei de comandă, şi mărimile de orientare, care aduc obiectul în regimul necesar. În încheierea articolului este prezentat un exemplu experimental pentru ilustrarea teoriei fundamentate în lucrare.

Peterson, R. S. **Schemele-bloc ale maşinilor de c.a.** În : Electro-Technology, febr 1964, p. 44—48, 138.

Articolul reprezintă continuarea studiului început în numărul din ianuarie al revistei, aplicat de data aceasta la maşini de c.a. La început se tratează motoarele asincrone privite ca ambreiaje : domeniul posibil de variaţie a vitezei, stabilitate şi schemele-bloc echivalente. Cu privire la studiul stabilităţii este demn de remarcat faptul că nu se poate folosi teorema lui Bode, ci doar criteriul lui Nyquist, din cauza factorului de amplificare a sistemului deschis care e negativ. În continuare se studiază comanda unui motor asincron cu rotor bobinat, cu ajutorul unor reactanţe saturate. Această posibilitate de comandă se bazează pe faptul cunoscut că cuplul unui motor de c.a. variază cu pătratul tensiunii aplicate. Reglînd rezistenţa din circuitul rotoric, viteza poate fi redusă faţă de cea nominală cu 10—50 %, la cuplul nominal. Urmează studiul cuplajului prin curenţi turbionari, folosit la acţionări cu motoare în colivie de veveriţă, de cele mai multe ori destinat să lucreze cu alunecări de 4—8 %. În completarea articolului se face studiul amănunţit şi complet al unor instalaţii întîlnite foarte des în practică.

Prima completare se referă la analiza unui compensator sincron reactiv din punctul de vedere al teoriei reglării automate. Deşi motorul sincron este un dispozitiv neliniar, partea de excitaţie poate fi analizată cu mijloacele teoriei liniare.

Se calculează :

1. constanta de timp a circuitului de excitaţie ;
2. valoarea cîştigului static ;
3. condiţiile de acordare a excitaţiei şi de obţinere a schemei-bloc reduse pentru instalaţia cu excitaţia acordată.

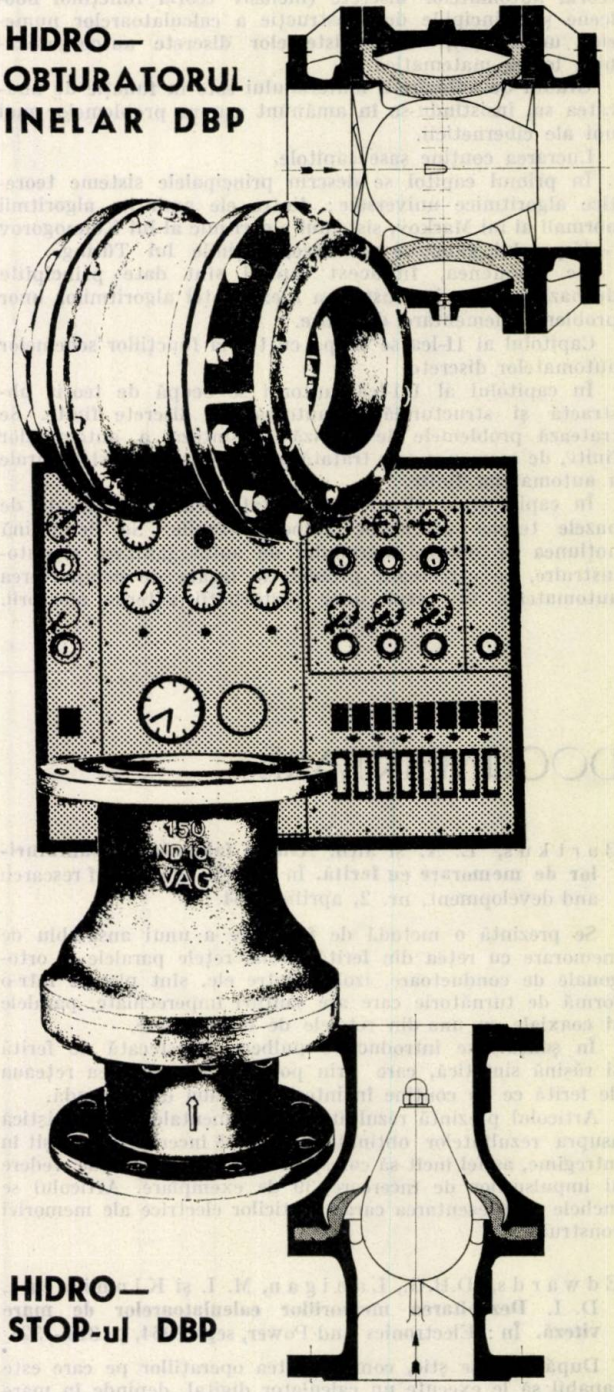
Urmează calculul schemei-bloc a unui regulator de viteză cu tensiune variabilă, în c.c., pe baza caracteristicilor generatorului motorului şi sarcinii.

Burke, A. **Specificaţia pentru sisteme de cîntărire automată.** (Specifyng Automatic Weighing systems) În : Automation, nr. 11, noiembrie 1964.

Articolul prezintă importanţă pentru că, după o succintă descriere a cerinţelor acestor operaţii, stabileşte un chestionar detaliat pentru studierea acestor instalaţii cu scopul de a întocmi o specificaţie finală. În particular se examinează precizia cu care trebuie făcută cîntărirea în funcţie de natura procesului şi de valoarea fiecărei cîntăriri.

VAG în Bucureşti

HIDRO—OBTURATORUL INELAR DBP



HIDRO—STOP-ul DBP

În toate cazurile cînd în automatizare sînt necesare organe de închidere acţionate hidraulic sau pneumatic, se pot folosi, pentru lichide sau gaze :

HIDRO-OBTURATORUL inelar DBP

închide şi deschide fără lovituri, aproape fără zgomot, timp foarte scurt de comandă, pierderi mici de flux, închidere absolut etanşă şi fără presetupă. Se montează în prezent, din ce în ce mai mult, ca ventil de reţinere în conducte,

HIDRO-STOP-ul DBP

în locul clapetei de reţinere clasice.
El închide absolut etanş la întoarcerea curentului.
Ambele armături cu membrană nu au nevoie de întreţinere.
Ele s-au impus de mulţi ani.
Prospecte, cataloage şi material de instructaj vă stau oricînd la dispoziţie. Aşteptăm cu plăcere vizita dv. la expoziţia tehnică a Republicii Federale Germare, de la 18 la 30 mai 1965, Bucureşti, Pavilionul Central, parter, standul 115.

VEREINIGTE ARMATUREN-GESELLSCHAFT MBH MANNHEIM

R. F. GERMANĂ

Sirazetdinov, T. K. **Asupra teoriei proceselor optimale cu parametrii distribuiţi.** În : Avtomatika i telemehanika, vol. **XXV**, nr. 4, 1964, p. 463—472.

În lucrare se stabileşte principiul maximului ca o condiţie necesară pentru ca procesul de reglare considerat să fie optimal. Acest proces este descris de ecuaţii diferenţiale cvasiliniare, cu derivate parţiale de mai multe variabile independente. În cazul ecuaţiilor liniare condiţiile care satisfac principiul maximului devin şi condiţii suficiente. Drept exemplu este analizată conducerea optimală a procesului de încălzire a unei plăci subţiri dintr-un cuptor. Articolul conţine şi cinci anexe. În prima se deduc formulele de creştere pentru funcţională. În a doua anexă se face evaluarea termenilor reziduali din formulele de creştere ale funcţionalei. În anexele 3, 4 şi 5 se demonstrează cele patru teoreme folosite în tratarea teoretică a problemei.

Brayton, R. K. **Criterii de stabilitate pentru reţele mari.** În : I.B.M. Journal of research and development, nr. 4, 1964.

O problemă importantă ridicată în articol este în ce măsură mărimea (dimensiunile) unei reţele realizate din numeroase exemplare ale aceluiaşi circuit poate afecta siguranţa şi stabilitatea sa. Autorul se referă în articol la o reţea formată din circuite de comutaţie cu diode tunel şi arată că creşterea numărului de interconexiuni poate duce la instabilitatea circuitului, dar indică cum ar putea fi atacată problema în cazul altor circuite.

Se deduc două condiţii suficiente de stabilitate. Prima depinde de numărul maxim de interconexiuni cu alte circuite, dar nu depinde de neliniaritatea dispozitivului cu rezistenţă negativă. Suficienţa condiţiei este demonstrată.

A doua condiţie depinde de neliniaritate şi nu de dimensiunile reţelei, nefiind demonstrată în articol.

Grünberg, H. J. şi Konheim, A. G. **Metode liniare şi neliniare în clasificarea eşantioanelor.** În : I.B.M. Journal of research and development, nr. 3, iulie 1964.

Problema clasificării eşantioanelor are două aspecte puternic interdependente :

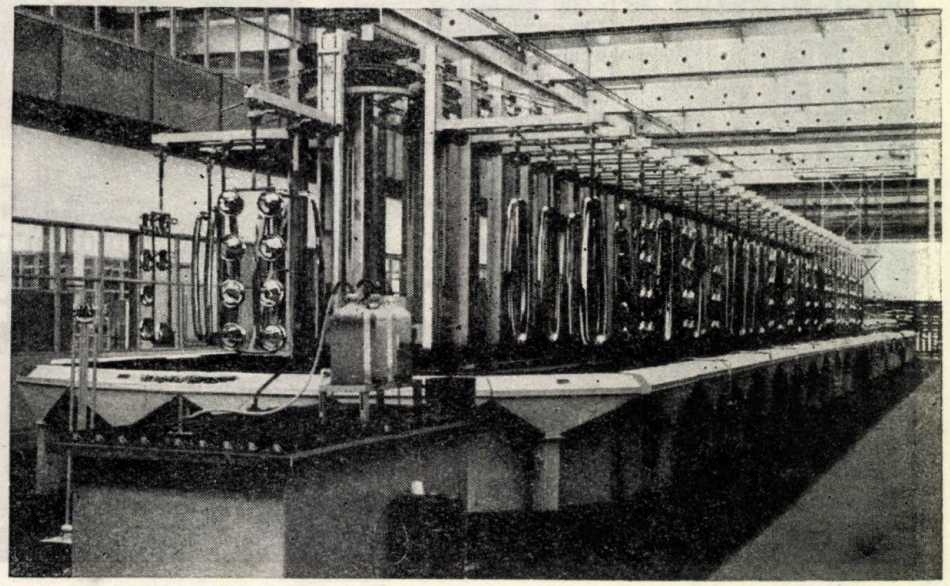
1) selecţia măsurărilor numerice pentru reprezentarea eşantionului :

2) specificarea algoritmului pentru identificarea eşantionului, bazat pe valorile numerice obţinute.

Articolul îşi propune să prezinte baza matematică a problemei şi unele rezultate experimentale obţinute.

Cercetările autorilor s-au îndreptat îndeosebi către al doilea aspect al problemei, dar rezultatele dobîndite permit obţinerea unor indicaţii relative la alegerea măsurărilor.

GALVANO-TEHNICA MODERNĂ



BLASBERG livrează:

Cea mai mare instalaţie pentru dublă nichelare din Europa, complet automatizată →

Instalaţii de mare capacitate şi unităţi de automatizare pentru toate procedeele de îmbunătăţire a suprafeţelor
Instalaţii speciale pentru neutralizarea apelor reziduale
Produse chimice de înaltă calitate şi preparate pentru orice operaţie de îmbunătăţire pe cale galvanică şi chimică a suprafeţelor metalelor

Produse speciale printre care :
Instalaţii de automatizare complexă cu comandă program
Băi de nichelare lucioasă de mare productivitate, cu densităţi de curent pînă la 16 A/dm²
Băi de cromare dură
Băi de cromare cu reglare automată
Instalaţii de protecţie de crom pentru evitarea vaporilor nocivi

Băi pentru acoperire cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, acide şi alcaline
Băi pentru zincare lucioasă
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF—TR
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF
Băi pentru cositorire lucioasă
Băi pentru cositorire lucioasă „STANNOSTAR"
Eloxal lucios
Paste lichide de şlefuit şi lustruit

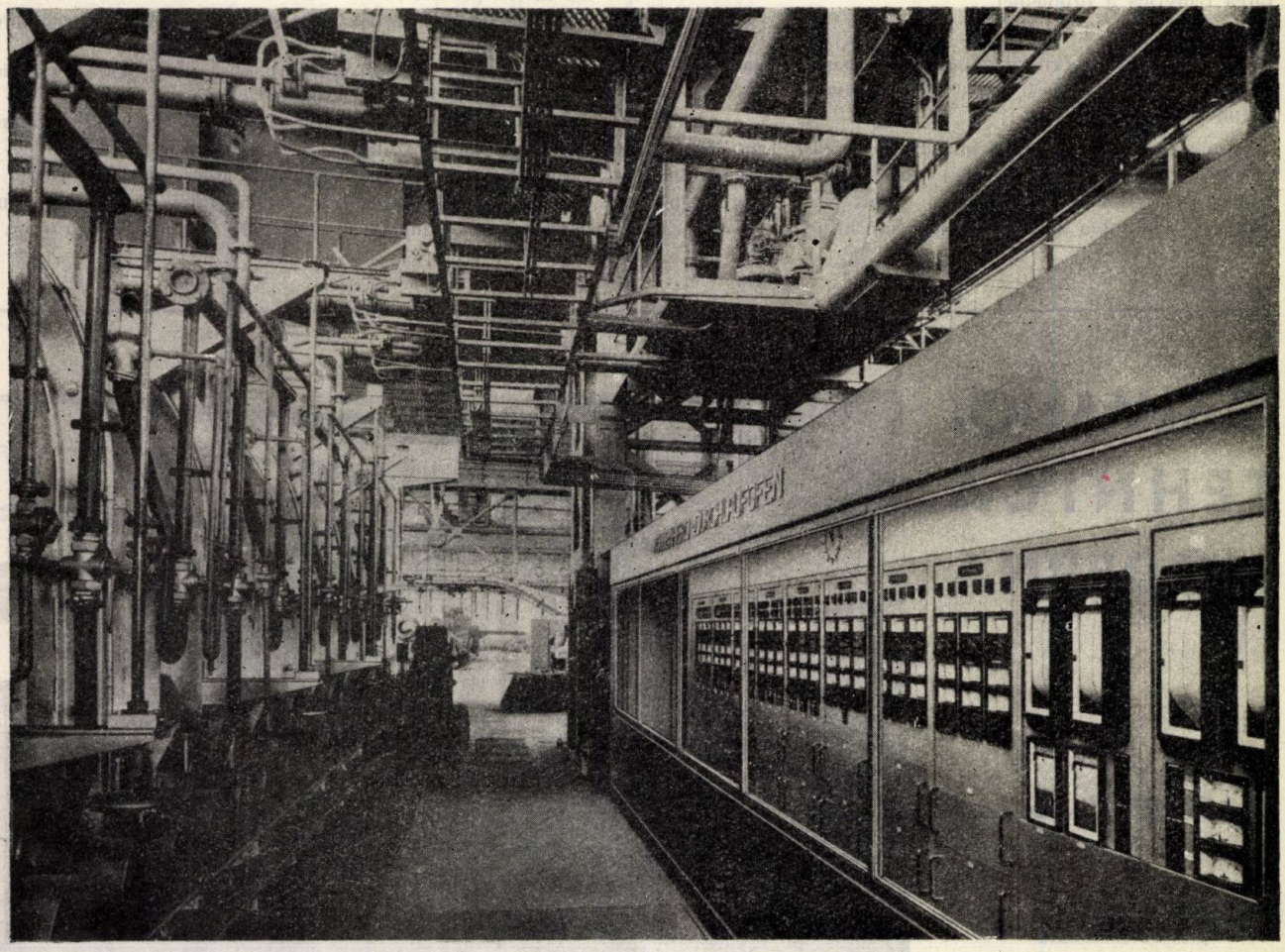
CONSULTAŢIILE DE SPECIALITATE SÎNT GRATUITE

BLASBERG

Friedr. Blasberg, Solingen
G. m. b. H. & Co. KG
Spezialfabrik für Galvanotechnik
Telefon (02122) 78061 · 565 Solingen-Merscheid · FS 08514835

Hartmann & Braun A.G.
Frankfurt/Main
Cutia poștală 1361

livrează instalații complete de măsură și reglaj pentru chimie, petrochimie, metalurgie și energetică



Dispozitiv de măsurare pentru un cuptor cu circulație cu 20 de zone, livrat de firma GUSSSTAHLWERKE WITTEN A.G. din Witten, Republica Federală Germană.

Așteptăm vizita dv. la standul nostru din Expoziția Republicii Federale Germane, care va avea loc între 18 și 30.5.1965, în Pavilionul expoziției din București.

H&B S&F H&B ELIMA H&B PNEUMATIK Eurocomp

HARTMANN & BRAUN · MESS- UND REGELTECHNIK

HARTMANN & BRAUN AG 6 Frankfurt/M.-West 13 Postfach 1361 77 06 11 Frankfurt/M. 4-13544 hubag ffm

SOMMAIRE

CD 538.565.5 :621.373.52

BÒDI, A. :

L'utilisation de la capacité de la jonction pn pour la visualisation tridimentionnelle sur l'oscillographe des courbes de résonance des circuits couplés.

Automatica şi Electronica 9, no. 2, mars-avril 1965, p. 49–52

On présente une installation expérimentale pour la visualisation tridimentionnelle des courbes de résonance des circuits couplés et l'on propose un système de réglage électronique du couplage.

CD 621.34–529 :621.944.073.2 :518.5

DAMSKER, D. :

L'automation complexe, au moyen de calculateurs électroniques, du laminoir pour tôles de grande épaisseur, réalisée au Complexe sidérurgique „Gheorghe Gheorghiu-Dej" de Galaţi.

Automatica şi Electronica 9, no. 2, mars-avril 1965, p. 52–59

On expose sommairement les fonctions de l'automation complexe du laminoir, réalisée au moyen de calculateurs électroniques. On décrit en détail les caractéristiques techniques des calculateurs, l'équipement de raccord au processus et l'équipement périphérique.

CD 661.7–53 :652.753.12

DUMITRESCU, S. et MARINOIU, V. :

Les caractéristiques statiques et dynamiques des colonnes de fractionnement.

Automatica şi Electronica 9, no. 2, mars-avril 1965, p. 59–64

L'article traite certains problèmes concernant l'étude du processus de fractionnement qui a lieu dans les colonnes à paliers, du point de vue statique et dynamique. On présente certaines caractéristiques dynamiques relevées par voie d'expériences sur les colonnes de fractionnement industrielles.

CD 621.318.381.013.32 :539.17

INDREAŞ, GR. :

Le système déflecteur des cyclotrones classiques.

Automatica şi Electronica 9, no. 2, mars-avril 1965, p. 65–75

On présente les systèmes d'éjection des particules lourdes les plus connus, ainsi que les méthodes courantes pour le calcul de ces systèmes. Sur la base des calculs effectués, on présente la technique d'élaboration du programme de ces systèmes dans les calculateurs électroniques.

CD 621–503.3 :621.373.431.2

BASARAB, S. :

Une méthode typique pour la synthèse des automates finis, sans mémoire, à plusieurs sorties, réalisés à l'aide d'éléments de commutation statique.

Automatica şi Electronica 9, no. 2, mars-avril 1965, p. 76–80

On présente une méthode de synthèse optima des automates finis sans mémoire, à plusieurs entrées et plusieurs sorties, réalisés à partir d'éléments de commutation statique „NI".

CD 621.375.132.029.6

CONSTANTIN, P. :

Les caractéristiques des amplificateurs d'audiofréquence à couplage R–C, dotés de transistors, dans le domaine des hautes fréquences.

Automatica şi Electronica 9, no. 2, mars-avril 1965, p. 80–85

On présente une étude des amplificateurs d'audiofréquence dotés de transistors, dans le domaine des hautes fréquences, en utilisant le circuit équivalent Giacoletto.

On établit des relations de calcul pour l'amplification de la tension ainsi que du courant pour la fréquence limite supérieure et l'on présente les résultats obtenus à la suite des expériences effectuées.

ACTUALITÉS 85–90
COMPTES RENDUS 91–93
DOCUMENTATION 93–95

CONTENTS

DC 538.565.5 :621.373.52

BÒDI, A. :

The utilization on the pn-junction capacity for the tridimensional visualization on oscillograph of the resonance curves of coupled circuits.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, march-april 1965, p. 49–52

An experimental installation for the tridimensional visualization of the resonance curves of coupled circuits is described and an electronic regulating system of the coupling is suggested.

DC 621.34–529 :621.944.073.2 :518.5

DAMSKER, D. :

The complex automation by means of electronic computers of the thick sheet mill from the Galaţi Siderurgical Combine „Gheorghe Gheorghiu-Dej".

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, march-april 1965, p. 52–59

The functions of the complex mill automation achieved by means of electronic computers are shortly presented. The technical characteristics of the computers, the process connecting equipment and the peripherical equipment are described in greater detail.

DC 661.7–53 :652.753,12

DUMITRESCU, S. and MARINOIU, V. :

The statie aad dynamie characteristics of the fractional columns.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, march-april 1965, p. 59–64

The article discusses some problems connected with the study of the statics and dynamics of the fractionating process in plate columns. Some dynamic characteristics experimentally established on industrial fractional columns are presented.

DC 621.318.013.32 :539.17

INDREAŞ, GR. :

The deflection system of classical cyclotrons.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, march-april 1965, p. 65–75

Some information is given concerning the best known heavy particle ejection systems and the methods of calculating them. Their programming technique in electronical computers is presented on the basis of the calculus performed.

DC 621–503.3 :621.373.373.431.2

BASARAB, S. :

A standard method for the synthesis of finished memoryless automata with several outputs, achieved with static switching elements.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, march-april 1965, p. 76–80

An optimal synthesis method of finished memoryless automata with several inputs and outputs achieved with„NOR" static switching elements is presented.

DC 621.375.132.029.6

CONSTANTIN, P. :

The characteristics of the transistorized audio-frequency amplifiers with R–C coupling in the field of high frequencies.

Automatica şi Electronica 9, nr. 2, march-april 1965, p. 80–85

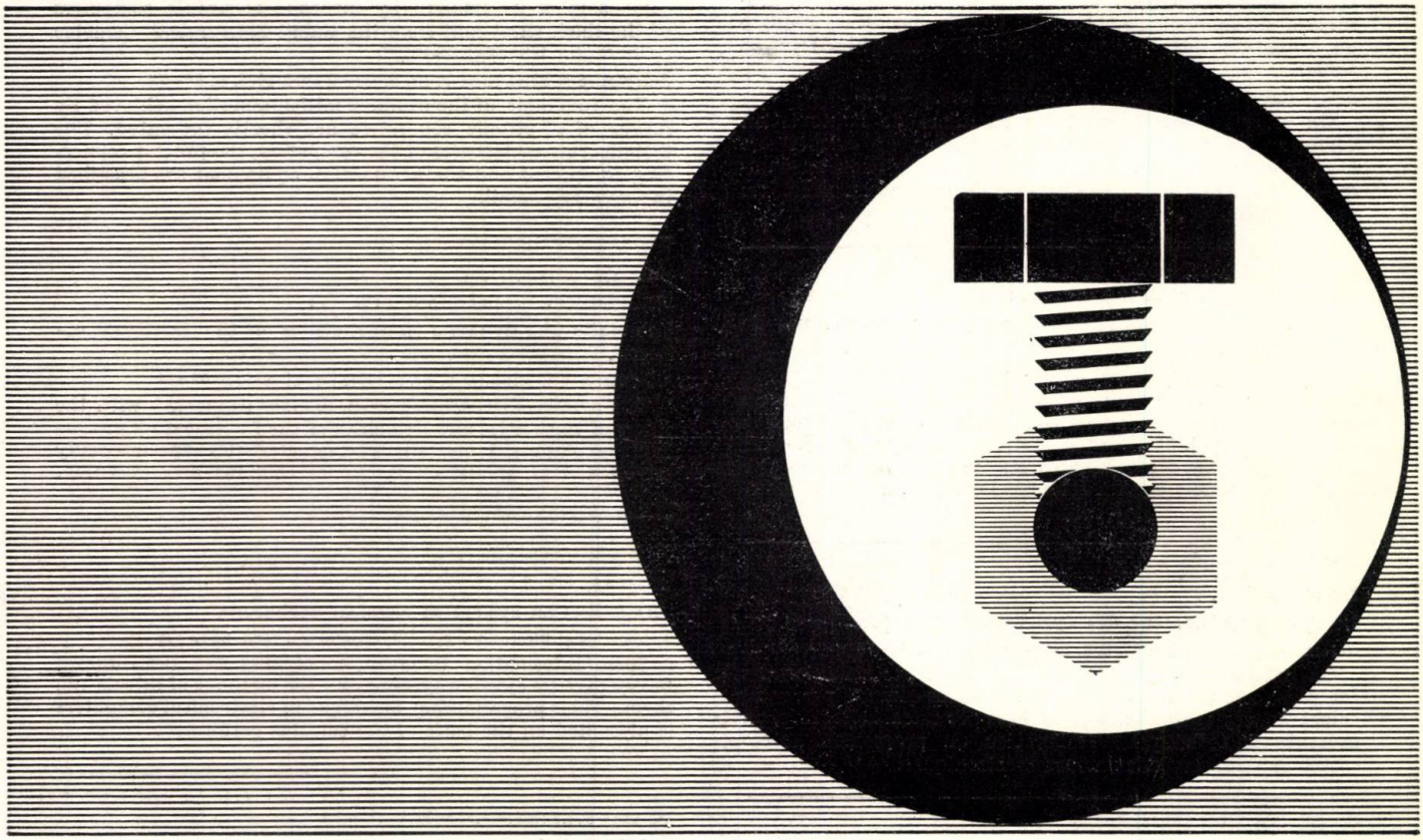
The article contains a study of audio-frequency amplifiers with transistors in the field of high frequencies using the Giacolleto equivalent circuit.

Some calculus relations are established for the voltage and current amplifiers for the higher limit frequency and the experimental results obtained are presented.

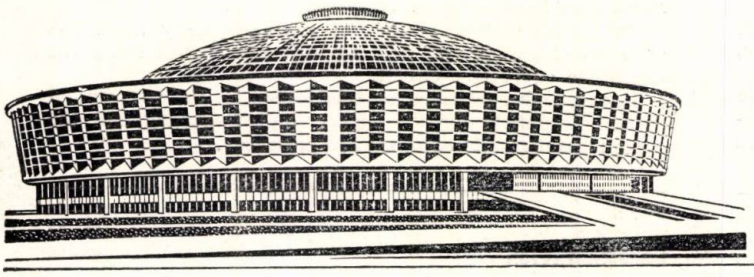
NEWS 85–90
REVIEWS 91–93
DOCUMENTATION 93–95

EXPOZITIA TEHNICA A REPUBLICII FEDERALE GERMANE

BUCUREȘTI 18-30 MAI 1965

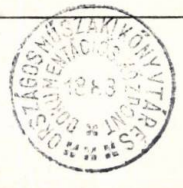


Noile realizări dobîndite pe scară largă în domeniul științei și tehnicii influențează direct activitatea și viața noastră. Expoziția Tehnică a Republicii Federale Germane prezintă o largă sinteză a celor mai noi realizări obținute de un număr de peste 400 de firme importante din Republica Federală Germană în domeniile industriei oțelului și fierului, chimiei, construcțiilor de mașini, electrotehnicii, mecanicii de precizie și opticii.

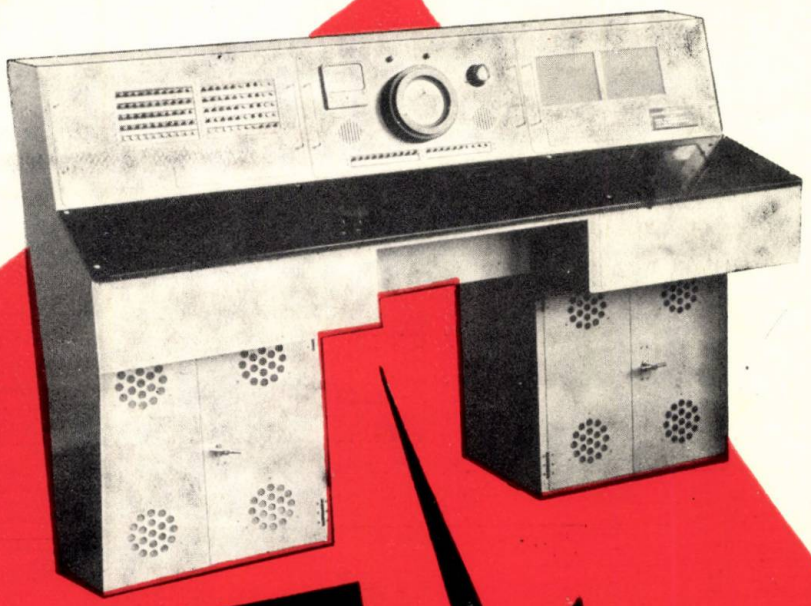


BDUL. MARASTI 67
(PIATA SCINTEII)

Vizitarea zilnic între orele
10-14 pentru specialiști și
14-19 pentru public



MICM ICPE



INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREȘTI, BD. T. VLADIMIRESCU 45, TELEFON 16.41.40, 16.41.48

primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.

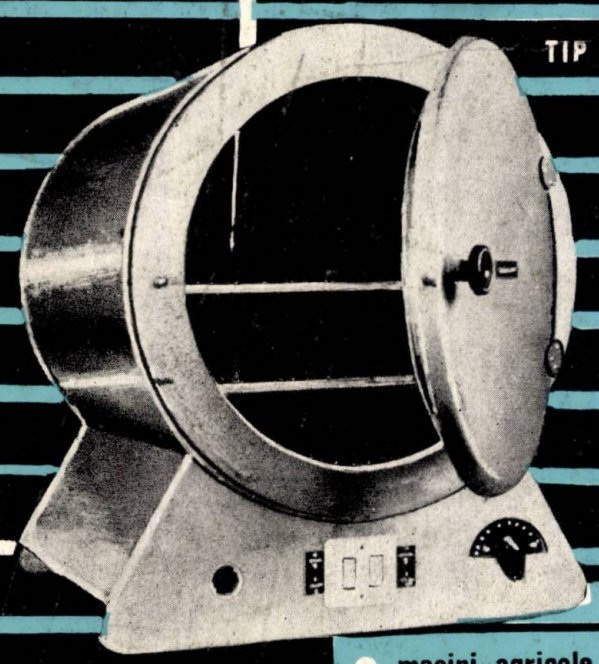
Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, cum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.

1965 JUL 14

UZINA TEHNOMETAL TIMIŞOARA

produce:

- ETUVA ELECTRICĂ TIP E 150



Camera de încălzire
Ø 395 × 390 mm
Domeniul temperaturilor de lucru 40 — 15°C
Menţinerea temperaturii se face cu o precizie de ±2 la 130°C

La cerere se livrează cu accesorii pentru determinarea umidităţii produselor agricole vegetale

- maşini agricole pentru selectarea şi tratarea seminţelor;
- utilaje complete pentru complexe avicole;
- uscătoare de furaje verzi;
- instalaţii complexe de nutreţuri combinate;
- instalaţii complexe pentru silozuri;
- transportoare cu melc şi cu bandă;
- elevatoare simple şi duble;
- utilaje pentru fabricile de zahăr şi de ulei;
- lanţuri industriale şi comerciale;
- cablu pentru vitezometre la autovehicule;
- o gamă variată de ţesături şi împletituri din sîrmă, cum şi table perforate.

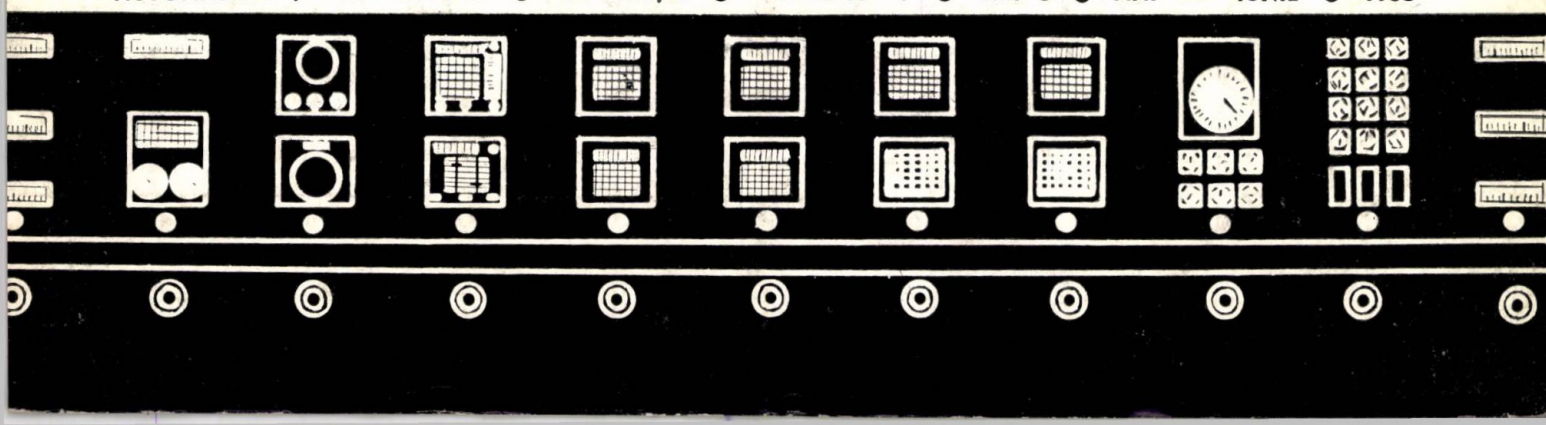
UCMT

E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

3

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 9 • NR. 3 • MAI — IUNIE • 1965

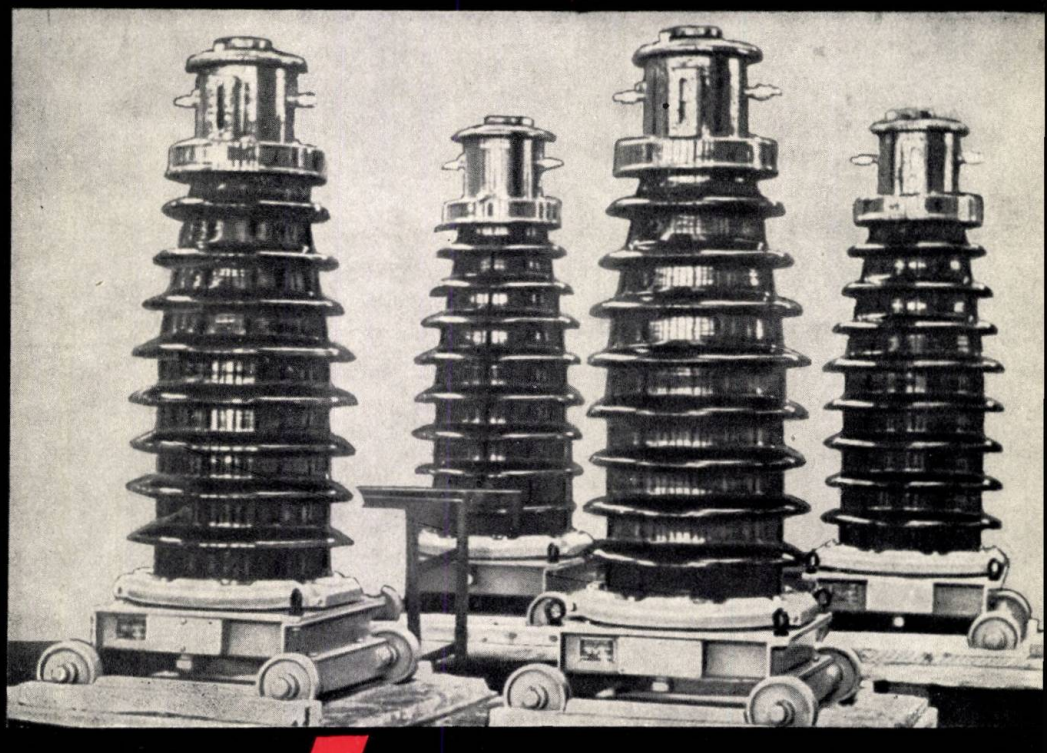


Livrează

TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

DE CURENT ȘI DE TENSIUNE
ÎNTR-O GAMĂ LARGĂ:

6, 10, 15, 25, 35 și 110 kV ● 5 — 5000 A (toate valorile intermediare standardizate) ● diferite combinații ale claselor de precizie, ale puterilor secundare și ale coeficienților de saturație ● diferite tipuri constructive, compacte, cu gabarite reduse ● în ulei, în carcase de bachelită, înglobate în material plastic.



UZINELE ELECTROPUTERE

craiova

E 2551

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883 ORSZÁGOS

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 9 (1965), nr. 3 (mai-iunie), p. 97—144

CUPRINS

CZ 621.316.451—523.8:518.5

Penescu, C. şi *Roisman, W.:*

Blocuri analogice de calcul, utilizate pentru realizarea unui tip nou de releu de protecţie a sistemelor energetice.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, mai-iunie 1965, p. 97—107

Se prezintă detalii de realizare a unui nou tip de releu de distanţă tranzistorizat pentru protecţia unei linii de înaltă frecvenţă. Cu ajutorul acestui releu se poate obţine orice tip de caracteristică eliptică sau circulară. Se dau şi rezultate experimentale.

CZ 621.375.126.001.24

Vîlcov, N. şi *Poenaru, D.:*

Amplificatorul cu sarcină de tip „bootstrap".

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, mai-iunie 1965, p. 107—113

Se calculează expresiile amplificării în bandă şi rezistenţei de ieşire a amplificatorului „bootstrap" cu tuburi, în regim liniar. Aceste expresii sînt reprezentate grafic în funcţie de valorile elementelor de circuit în două cazuri: 1) T_1 pentodă, T_2 triodă; 2) tuburi identice.

Se dau şi expresiile răspunsului în regim tranzitoriu atît pentru front, cît şi pentru palier.

CZ 621.317.72.089.6 :621.385.2

Milea, A. şi *Popescu, R.:*

Sursă de tensiune de referinţă cu diode Zener, pentru înlocuirea elementelor Weston.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, mai-iunie 1965, p. 113—117

După o scurtă expunere a funcţionării principalelor scheme de stabilizatoare parametrice de tensiune cu diode Zener, se descrie un asemenea stabilizator, alimentat de la reţeaua de curent alternativ şi prevăzut cu un divizor de tensiune astfel încît tensiunea de ieşire să fie de 1,018 V. Se analizează posibilităţile de reducere la minimum a volumului şi greutăţii aparatului. Se dau rezultatele experimentale obţinute cu prototipul realizat la Institutul de metrologie din Bucureşti.

CZ 621.385.12.012.6

Musa, G.:

Tuburi cu catod rece.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, mai-iunie 1965, p. 117—127

Se descrie, pe scurt, modul de funcţionare a tuburilor cu catod rece prezentînd şi unele scheme de bază utilizate în montajele cu astfel de tuburi. De asemenea, se prezintă caracteristicile cîtorva tuburi cu catod rece realizate de diferite ţări, precum şi caracteristicile triodelor cu catod rece realizate la noi, în ţară, ca prototip, la Institutul de fizică Bucureşti.

CZ 621.375.2 :621.396.645.1

Băjenescu, T.:

Amplificatoare operaţionale magnetice

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, mai-iunie 1965, p. 127—132

Se examinează proprietăţile şi parametrii reprezentativi ai amplificatorului magnetic utilizat ca element operaţional în calculatoarele analogice şi se trec în revistă performanţele unui calculator cu analogie de curent.

ACTUALITĂŢI 133—136
RECENZII 136—138
DOCUMENTARE 138—193
CRONICĂ 140—141

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Redactor: ing. M. Constantin

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3. Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri; lei 90 anual. Costul unui exemplar 5 lei.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 1615.
Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

40545

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. IX (pag. 97 — 144) nr. 3, mai—iunie Bucureşti, 1965

Prof C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. şi ing. W. ROISMAN

Blocuri analogice de calcul, utilizate pentru realizarea unui tip nou de releu de protecţie a sistemelor energetice

1. Generalităţi

După cum se ştie, releele de protecţie a sistemelor energetice au ca principal scop asigurarea continuităţii în furnizarea energiei electrice, prin localizarea accidentelor din reţelele electrice şi deconectarea rapidă a unui număr minim de linii, iar, dacă este posibil, numai a segmentului de linie avariat. În scopul limitării efectelor acestor avarii, manifestate, de obicei, sub forma unor scurtcircuite între faze sau între faze şi pămînt, asupra ansamblului sistemului energetic, releelor de protecţie li se impun două caracteristici principale: rapiditate şi selectivitate [4].

Releele moderne de protecţie se bazează pe măsurarea impedanţei liniei accidentate. Deoarece liniile de înaltă tensiune pot fi considerate ca avînd parametrii uniform distribuiţi, modulul impedanţei măsurate constituie, la o scară dată, o măsură a distanţei pînă la locul de accident. La rîndul său, argumentul impedanţei poate constitui un indiciu preţios asupra naturii accidentului, deosebindu-l de o eventuală suprasarcină care nu necesită deconectarea liniei.

Funcţionarea unor astfel de relee, numite relee de distanţă, este, în general, descrisă de o caracteristică în planul complex Z, în care intervin ambii parametri — modulul şi argumentul impedanţei [1]—[4]. Această caracteristică împarte planul complex în două regiuni corespunzătoare funcţionării normale şi, respectiv, unei situaţii de accident. Atît timp cît vîrful vectorului care reprezintă impedanţa măsurată a liniei se găseşte în prima regiune, nu trebuie să existe nici un semnal pentru deconectarea liniei. În situaţia în care vîrful vectorului se găseşte în cea de-a doua regiune, releul trebuie să furnizeze un semnal de comandă pentru deconectarea liniei.

Principalele condiţii care se impun releului considerat ca un dispozitiv complex de protecţie şi care determină caracteristicile şi performanţele aparaturii componente sînt:

a) posibilitatea de realizare în planul Z a unor caracteristici de forme complexe, avantajoase din punct de vedere energetic (de exemplu caracteristici eliptice);

b) posibilitatea de modificare comodă a poziţiei caracteristicii în planul Z, în funcţie de specificul aplicaţiei energetice date;

c) posibilitatea de comutare automată, la intervale de timp prestabilite, a caracteristicii în planul Z. Această condiţie este legată de condiţia impusă releului ca deconectarea liniei să se facă cu o temporizare cu atît mai mare, cu cît accidentul este mai depărtat de locul de instalare a releului, dîndu-se prioritate releului celui mai apropiat de locul accidentului;

d) sensibilitate mare, în scopul sesizării cît mai precise a situaţiei în care vîrful vectorului impedanţei trece din regiunea de funcţionare normală în regiunea corespunzătoare unei situaţii de accident;

e) siguranţă de funcţionare ridicată.

2. Utilizarea blocurilor analogice de calcul pentru realizarea releelor de distanţă

Majoritatea soluţiilor cunoscute, de realizare a releelor de protecţie, nu satisfac o parte sau totalitatea condiţiilor menţionate [1]—[3]. Ele conţin, în general, un număr mare de organe mobile şi de piese cu contacte, au sensibilitate scăzută şi, în special, nu permit realizarea unor caracteristici de forme speciale şi modificarea comodă a poziţiei acestora.

În raportul prezentat la Congresul al VII-lea ETAN — 1962 [1] se propune o cale nouă de realizare a releului şi a caracteristicii sale în planul complex, care înlătură o mare parte din aceste dezavantaje. Metoda se bazează pe posibilitatea cunoscută de a defini caracteristica

releului în planul Z printr-o ecuaţie realizată prin însumarea algebrică a unor mărimi electrice care caracterizează linia sau a unor combinaţii ale acestora.

Pentru modelarea acestor ecuaţii se propune utilizarea unor scheme de calcul analogic, realizate în întregime cu elemente statice.

În continuare se vor descrie două scheme de calcul analogic, realizate la I.P.A.-Bucureşti pentru un astfel de releu de protecţie.

Blocurile principale ale releului propus [1]—[3] sînt: blocul de demarare şi cel de măsură. Blocul de demarare Zd are drept scop determinarea existenţei unei situaţii de accident pe linie şi demararea schemei de temporizare amintită. Caracteristica pe care o realizează acest bloc este o elipsă care satisface în mod avantajos condiţiile de directivitate impuse şi poate fi orientată comod în planul Z.

Blocul de măsură Zm are drept scop să determine, prin măsurarea distanţei pînă la locul de accident, dacă accidentul a avut loc pe porţiunea protejată a liniei. De asemenea, la primirea comenzilor temporizate, caracteristica blocului de măsură trebuie să se dilate în trepte, astfel încît deconectarea liniei să se producă cu o temporizare cu atît mai mare cu cît accidentul este mai îndepărtat. Caracteristica în planul Z a acestui bloc este un cerc deplasat faţă de origine, iar principala condiţie impusă nu mai este directivitatea, ci precizia. În ambele cazuri regiunea de funcţionare normală se găseşte în exteriorul caracteristicii, iar aceea de accident, în interior.

Aceste caracteristici pot fi definite, în cazul cel mai general, prin ecuaţiile următoare:

$$K_1 I^4 + K_2\, PQ + K_3\, I^2 P + K_4\, I^2 Q - K_5 P^2 - K_6\, Q^2 = 0, \quad (1)$$

$$K_1' I^2 + K_2' P + K_3' Q - K_4' U^2 = 0. \quad (2)$$

Ecuaţia (1) reprezintă o elipsă, iar ecuaţia (2) un cerc cu o poziţie oarecare în planul Z.

Variabilele independente din aceste ecuaţii sînt: modulul impedanţei liniei $|Z| = \frac{U}{I}$ şi argumentul impedanţei $\varphi = \widehat{UI}$; P şi Q sînt puterile active şi reactive ($P = UI \cos \varphi$ şi $Q = UI \sin \varphi$).

În felul acesta caracteristica poate fi realizată pornind de la cele trei mărimi electrice, care caracterizează direct situaţia liniei: tensiunea U şi curentul pe linie I, cum şi defazajul între ele φ.

După cum se arată în [1], ecuaţia elipsei se simplifică mult în cazul în care ea are un focar în origine, ceea ce nu prezintă dezavantaje din punct de vedere energetic:

$$K_1 I^2 + K_2 UI \cos \varphi + K_3 UI \sin \varphi - K_4 UI = 0. \quad (3)$$

Modelarea ecuaţiilor (2) şi (3) se poate realiza cu ajutorul unor scheme analogice de calcul, de tipul celor reprezentate în figurile 1 şi 2.

După cum se vede, un element sumator Σ primeşte la intrare cîte patru semnale, corespunzătoare celor patru termeni ai ecuaţiilor modelate.

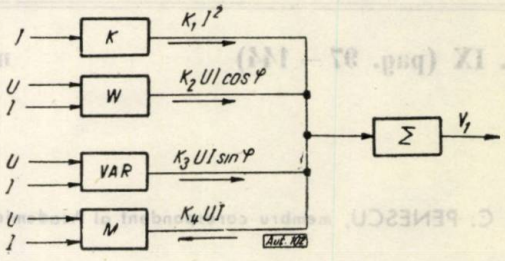


Fig. 1. Schema-bloc pentru realizarea unei caracteristici eliptice, cu un focar în origine—modelarea ecuaţiei (3).

La rîndul său, fiecare termen este elaborat de un bloc special, care primeşte la intrare una sau mai multe din mărimile care caracterizează linia (U sau I sau U, I şi φ).

Elementul sumator sesizează schimbarea de semn a ecuaţiei, reacţionînd fie printr-o schimbare de semn a tensiunii sale de ieşire (V_1, respectiv V_2), fie printr-o variaţie bruscă a valorii acesteia. Această variaţie a semnalului de ieşire reprezintă semnalul de comandă pentru deconectarea liniei accidentate şi corespunde situaţiei în care vîrful vectorului impedanţei trece din regiunea de funcţionare normală în cea de accident.

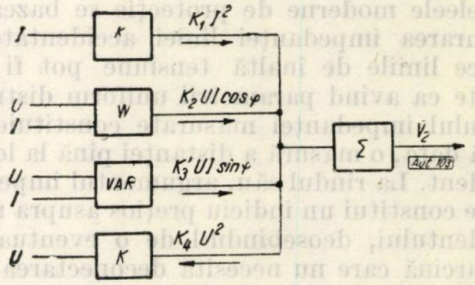


Fig. 2. Schema-bloc pentru realizarea unei caracteristici de forma unui cerc deplasat — modelarea ecuaţiei (2).

Blocurile necesare în această variantă, pentru realizarea termenilor ecuaţiilor (2) şi (3), sînt:

— bloc cvadrator, pentru realizarea termenilor de tip KI^2 şi KU^2;

— wattmetru static, pentru realizarea termenilor de tip $KUI \cos \varphi$;

— varmetru static, pentru realizarea termenilor de tip $KUI \sin \varphi$;

— multiplicator, pentru realizarea termenului KUI;

— element sumator.

În scopul lărgirii domeniilor dinamice de funcţionare a blocurilor care realizează termenii ecuaţiilor şi deci şi a domeniului de lucru al întregului releu, cum şi pentru îmbunătăţirea preciziei, s-a căutat o simplificare a ecuaţiilor şi deci şi a aparaturii necesare pentru modelarea lor.

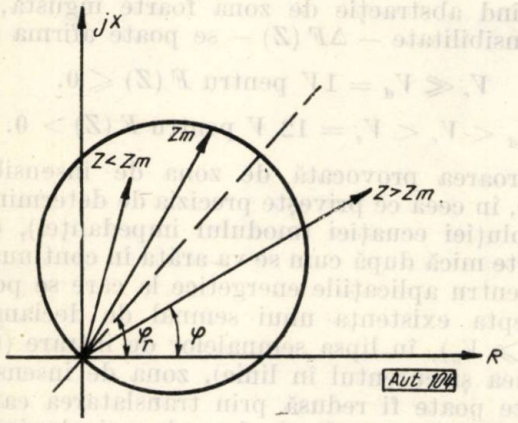


Fig. 3. Caracteristica blocului de măsură, corespunzătoare ecuaţiei (4).

În această ordine de idei s-a stabilit realizarea pentru blocul de măsură Zm a unei caracteristici de forma unui cerc care trece prin origine (fig. 3).

Ecuaţia corespunzătoare acestei caracteristici este:

$$K_1UI \cos \varphi + K_2UI \sin \varphi - K_3U^2 = 0. \quad (4)$$

Din punct de vedere energetic, avantajele şi dezavantajele unei astfel de caracteristici sînt comparabile cu cele ale caracteristicii circulare care nu trece prin origine (2).

Astfel, caracteristica din figura 3 prezintă avantajul important că releul nu este sensibil la suprasarcini şi la pendulaţii în reţea. Dezavantajul cunoscut al acestui tip de caracteristică este legat de existenţa unei zone moarte, adică releul nu reacţionează la scurtcircuite foarte apropiate de locul de instalare. În aceste cazuri tensiunea se anulează, la ieşire nemaiapărînd tensiunea de comandă. Acest risc se poate însă în general accepta, deoarece probabilitatea defectelor, chiar în staţia electrică, este foarte mică datorită coordonării izolaţiei pe ansamblul sistemului energetic. În afară de aceasta, după cum se va arăta în continuare, soluţia realizată permite o astfel de reglare a releului încît să existe un semnal de declanşare şi în lipsa tensiunii, eliminîndu-se astfel zona moartă.

Prin dispariţia termenului $K_1' I^2$ din ecuaţia (2) a devenit posibilă o nouă şi foarte importantă simplificare a ecuaţiilor ambelor blocuri, de măsură şi de demarare. Această simplificare a constat în împărţirea ecuaţiei (3) cu I şi a ecuaţiei (4) cu U. Desigur, în cazul blocului de demarare cu caracteristică eliptică (3), această simplificare era posibilă şi înainte, dar ea a devenit raţională abia după modificarea ecuaţiei (2) în forma din ecuaţia (4), pentru ca ambele caracteristici să poată fi realizate cu blocuri de acelaşi tip.

Formele finale ale ecuaţiilor sînt:

$$K_1I + K_2U \cos \varphi + K_3U \sin \varphi - K_4U = 0, \quad (5)$$

$$K_1'I \cos \varphi + K_2'I \sin \varphi - K_3' U = 0. \quad (6)$$

De remarcat că ultimele simplificări ale ecuaţiilor nu au adus nici o restrîngere performanţelor energetice ale releului (pierderea soluţiilor banale $U = 0$ şi, respectiv, $I = 0$ este numai aparentă, deoarece U şi I continuă să intervină în termenii respectivi sub formă de mărimi de referinţă). Caracteristicile în planul Z rămîn neschimbate: caracteristica circulară din figura 3 pentru blocul de măsură Zm şi caracteristica eliptică din figura 4 pentru blocul de demarare Zd.

În schimb, simplificările efectuate au adus avantaje importante în ceea ce priveşte schemele utilizate pentru modelarea ecuaţiilor şi regimul lor de lucru.

Astfel, s-a obţinut o reducere avantajoasă a domeniilor dinamice pe care trebuie să le acopere diferitele blocuri componente pentru aceleaşi domenii de variaţie a mărimilor de intrare. De exemplu, raportul $\frac{(K_1UI \cos \varphi)_{\max}}{(K_1UI \cos \varphi)_{\min}} \cong 20$ din ecuaţia (3) se reduce la $\frac{(K_1'I \cos \varphi)_{\max}}{(K_1'I \cos \varphi)_{\min}} \cong 8$, ecuaţia (6), pentru acelaşi domeniu de variaţie a mărimilor U, I, φ.

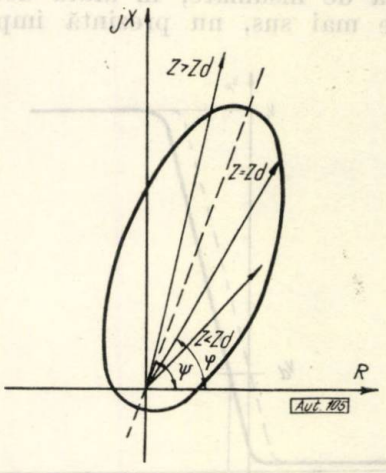


Fig. 4. Caracteristica blocului de demarare, corespunzătoare ecuaţiei (5).

De asemenea, a devenit posibilă înlocuirea unor operaţii matematice mai complexe, de tipul $KUI \cos \varphi$, $KUI \sin \varphi$, KUI şi KU^2, cu operaţii mai simple, de tipul $KU \cos \varphi$, $KU \sin \varphi$, KU şi KI şi realizarea corespunzătoare a acestor operaţii cu blocuri electronice mai simple şi mai precise.

Pentru modelarea ecuaţiilor (5) şi (6) s-au realizat două scheme analogice de calcul, avînd scheme-bloc de tipul celor reprezentate în figurile 1 şi 2. Deosebirile constau în reducerea la trei a numărului termenilor din care este formată ecuaţia cercului deplasat şi în modificarea funcţiilor de transfer ale blocurilor care elaborează termenii, în conformitate cu modificările ecuaţiilor.

3. Descrierea blocurilor şi a circuitelor realizate

Elementul sumator Σ este identic în ambele scheme (blocul de demarare — Zd şi cel de măsură — Zm). El este realizat sub forma unui amplificator operaţional, funcţionînd în regim de sumator (fig. 5).

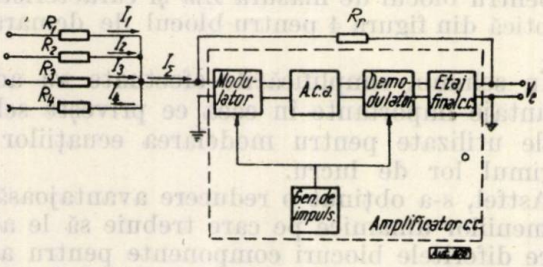


Fig. 5. Amplificatorul-sumator.

Sumatorul trebuie să aibă o sensibilitate foarte bună şi să asigure o însumare foarte precisă într-un domeniu îngust de variaţie a semnalului total de intrare, în jurul valorii de anulare a ecuaţiei. Liniaritatea caracteristicii de transfer şi precizia de însumare, în afara domeniului îngust de mai sus, nu prezintă importanţă.

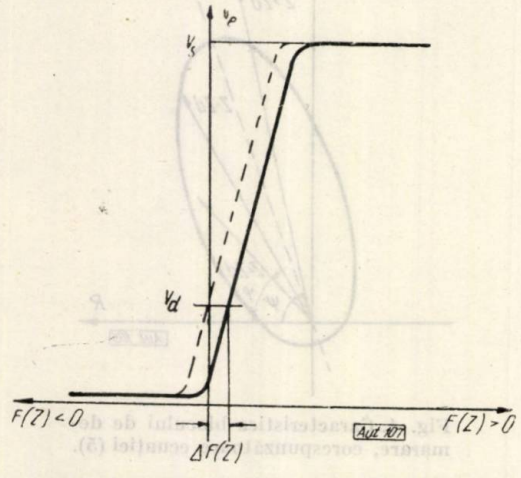


Fig. 6. Caracteristica de transfer a amplificatorului-sumator.

Caracteristica de transfer a sumatorului, foarte apropiată de o funcţie treaptă, este reprezentată în figura 6.

Pe abscise este figurat rezultatul ecuaţiei $F(Z) \gtrless 0$, care la o altă scară corespunde curentului total de intrare în sumator I_Σ. Această afirmaţie este desigur valabilă numai în ipoteza neglijării erorilor datorite blocurilor situate înaintea sumatorului. Pe ordonate este reprezentată tensiunea de ieşire din sumator V_e, care în cazul în care este mai mare decît pragul de declanşare, $V_d = 1\ V$, poate constitui tensiunea de comandă pentru deconectarea liniei avariate. Făcînd abstracţie de zona foarte îngustă, de insensibilitate — $\Delta F(Z)$ — se poate afirma că :

$$V_e \ll V_d = 1V \text{ pentru } F(Z) \leqslant 0, \qquad (7)$$

$$V_d < V_e < V_s = 12\ V \text{ pentru } F(Z) > 0. \qquad (8)$$

Eroarea provocată de zona de insensibilitate, în ceea ce priveşte precizia de determinare a soluţiei ecuaţiei (modulul impedanţei), este foarte mică după cum se va arăta în continuare.

Pentru aplicaţiile energetice la care se poate accepta existenţa unui semnal de declanşare ($V_e \gg V_d$), în lipsa semnalelor de intrare (tensiunea şi curentul în linie), zona de insensibilitate poate fi redusă prin translatarea caracteristicii de transfer în lungul axei absciselor. Această caracteristică, reprezentată punctat în figura 6, se obţine prin adăugarea unei componente constante de curent la intrarea sumatorului. Această variantă duce, de asemenea, şi la eliminarea zonei moarte. În cazurile în care acest artificiu nu este admisibil, se recomandă utilizarea unei caracteristici intermediare.

Amplificatorul de curent continuu, care a stat la baza realizării sumatorului, este în întregime tranzistorizat [5]. După cum se vede din figura 5, el este realizat pe principiul modulării semnalului de curent continuu, urmată de o amplificare în curent alternativ şi o demodulare sincronă. Modulatorul şi demodulatorul sînt realizate sub formă de întreruptoare de tip „chopper", echipate cu tranzistoare de germaniu, de producţie internă. Pentru micşorarea derivei de temperatură a etajului modulator de intrare, s-a utilizat un tranzistor de înaltă frecvenţă ($f_\alpha = 13$ MHz), montat în conexiune inversă. Generatorul de impulsuri, pentru comanda sincronă a modulatorului şi a demodulatorului, este realizat sub forma unui generator cu autoblocare, funcţionînd pe frecvenţa de 1,2 kHz. Amplificatorul de curent alternativ este prevăzut cu reacţii negative locale, pentru stabilizarea punctului de funcţionare. Pentru ca funcţionarea blocurilor care elaborează diferiţii termeni ai ecuaţiei să se facă în mod corect şi în domeniul de lucru în care amplificatorul sumator este blocat [$F(Z) < 0$], intrarea acestuia este şuntată de o diodă.

Principalele performanţe ale amplificatorului descris sînt :

— amplificarea de curent, în buclă deschisă, $K_i \cong 200\ 000$;

— factorul de reacţie $1 + \beta_i K_i \cong 2\ 000$;

— amplificarea de curent cu reacţie, $K_i' \cong \cong 100$;

— impedanţa maximă de transfer cu reacţie, 200 kΩ;

— componentele derivei de temperatură, raportate la intrare, $\Delta U_{intr.T} \leqslant 50\ \mu V/20°C$, $\Delta I_{intr.T} \leqslant 0{,}5\ \mu A/20°C$;

— banda de frecvenţe, $\Delta f = 200$ Hz.

În ceea ce priveşte sensibilitatea sumatorului şi influenţa ei asupra soluţiei ecuaţiei, ele au fost analizate pornind de la cazul blocului de măsură *Zm*, ecuaţia (6), la care se cere precizia maximă.

Soluţia teoretică a ecuaţiei, adică valoarea modulului impedanţei la care trebuie semnalizată existenţa unei situaţii de accident, este:

$$Z = \frac{K_1'}{K_3'} \cos \varphi + \frac{K_2'}{K_3'} \sin \varphi. \quad (9)$$

Datorită sensibilităţii finite a sumatorului, ecuaţia reală este:

$$K_1' I \cos \varphi + K_2' I \sin \varphi - K_3' U = \Delta I, \quad (10)$$

în care fiecare termen reprezintă componenta corespunzătoare de curent de la intrarea sumatorului, iar ΔI reprezintă curentul de dezechilibru necesar la intrare pentru a asigura la ieşirea sumatorului o tensiune de declanşare $V_e = V_d$.

Curentul de dezechilibru, care determină zona de insensibilitate, poate fi exprimat sub forma unei fracţiuni din valoarea maximă a termenului opozant:

$$\Delta I = nK_3' U_M. \quad (11)$$

În aceste condiţii, soluţia reală a ecuaţiei devine:

$$Z' = \frac{K_1'}{K_3'} \cos \varphi + \frac{K_2'}{K_3'} \sin \varphi - \frac{nU_M}{I} = Z - \frac{nU_M}{I}, \quad (12)$$

iar eroarea efectuată în ceea ce priveşte determinarea soluţiei ecuaţiei este:

$$\varepsilon_z = \frac{Z' - Z}{Z} = \frac{nU_M}{U}. \quad (13)$$

Punînd condiţia ca eroarea datorită zonei de insensibilitate să nu fie mai mare decît 2%, în cazul cel mai defavorabil, rezultă:

$$(\varepsilon_z)_{max} = \frac{nU_M}{U_{min}} 100 = 2. \quad (14)$$

În aceste condiţii, ţinînd seamă de faptul că raportul maxim dintre tensiunile din secundarul reductorului este $\frac{U_M}{U_{min}} \cong 2{,}5$, rezultă:

$$n = \frac{2}{2{,}5 \cdot 100} = 0{,}8\%.$$

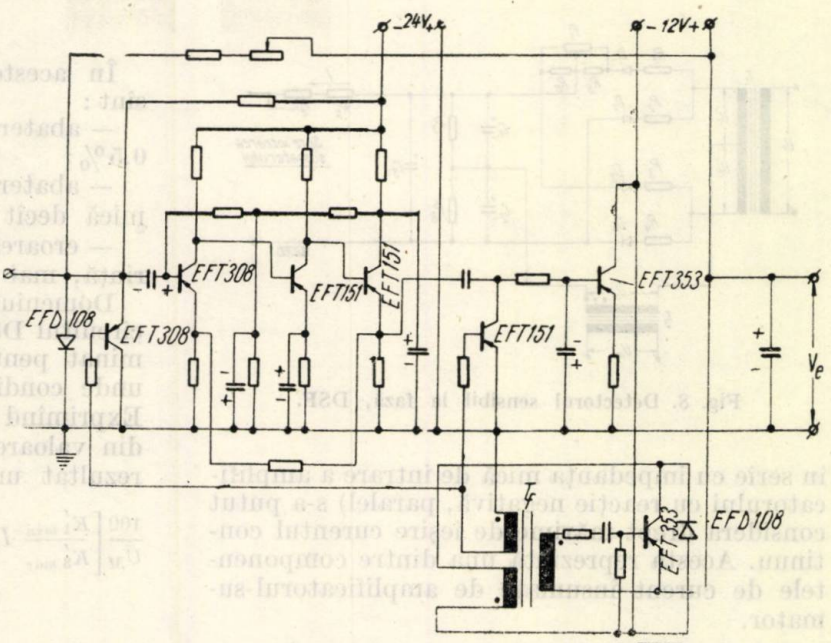


Fig. 7. Schema de principiu a amplificatorului-sumator.

Deci, pentru asigurarea unui semnal de declanşare la ieşirea sumatorului, la intrarea sa trebuie să existe un curent de dezechilibru de cel puţin 0,8% din valoarea maximă a termenului opozant. Considerînd un caz intermediar între caracteristicile reprezentate în figura 6, s-a ales:

$$\Delta I = \frac{\Delta V_e}{R_{tr}} = \frac{0{,}4}{2 \cdot 10^5} = 2.10^{-6}\ A,$$

iar valoarea maximă a termenului opozant a rezultat:

$$K_3' U_M = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{0{,}8} 100 = 250\ \mu A.$$

Această dată a stat la baza proiectării tuturor circuitelor de intrare.

În figura 7 este reprezentată schema de principiu a amplificatorului-sumator.

Pentru realizarea termenilor de tip $KU \cos \varphi$ şi $K'I \cos \varphi$ din cadrul ecuaţiilor (5) şi (6), s-au utilizat detectoare sensibile la fază (DSF). Mărimile de intrare în aceste detectoare sînt două tensiuni alternative, proporţionale cu tensiunea şi, respectiv, cu curentul din linia de înaltă tensiune protejată. Cele două tensiuni, de măsură U_m şi, respectiv, de referinţă U_r, sînt proporţionale cu una sau cu cealaltă dintre mărimile care caracterizează linia, în funcţie

de faptul dacă sînt utilizate în blocul de demarare sau de măsură.

Mărimea de ieşire din circuitul DSF este în mod normal o tensiune continuă. Datorită însă felului în care este alcătuită impedanţa de sarcină a circuitului (o rezistenţă de valoare mare,

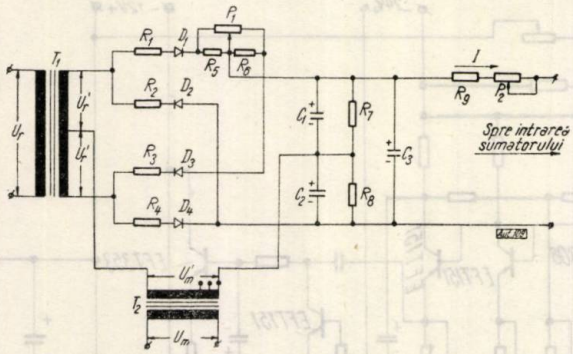


Fig. 8. Detectorul sensibil la fază, DSF.

în serie cu impedanţa mică de intrare a amplificatorului cu reacţie negativă, paralel) s-a putut considera drept mărime de ieşire curentul continuu. Acesta reprezintă una dintre componentele de curent însumate de amplificatorul-sumator.

Principalele probleme care s-au pus la realizarea acestor circuite sînt legate de utilizarea lor în regim de măsură (acesta nu face parte din domeniul utilizărilor lor curente). S-au urmărit simultan trei performanţe: o dependenţă liniară a mărimii de ieşire de tensiunea de măsură, o dependenţă cosinusoidală faţă de defazajul dintre tensiunea de măsură şi cea de referinţă şi o influenţă neglijabilă a valorii tensiunii de referinţă asupra curentului continuu de ieşire. În acelaşi timp, circuitul trebuie să asigure posibilitatea fixării comode a coeficientului termenului elaborat din cadrul ecuaţiei.

S-a utilizat schema de detector sensibil la fază, în inel (fig. 8), cu unele modificări faţă de variantele clasice. Schema asigură un domeniu larg de variaţie a tensiunii de referinţă $\left(\frac{U_{rmax}}{U_{rmin}} > 4\right)$, în care aceasta, practic, nu influenţează valoarea curentului continuu de ieşire. Grupul R_5, R_6, P_1 serveşte la simetrizarea schemei. În realitate schema este artificial disimetrizată, pentru obţinerea unui compromis optim între liniaritate şi eroarea minimă la variaţia tensiunii de referinţă.

Reglarea coeficienţilor termenilor elaboraţi de circuitele DSF se realizează în două etape: brut, prin comutarea prizelor secundare ale transformatorului T_2, şi fin, cu ajutorul rezistenţei variabile P_2 care impune valoarea curentului de ieşire.

Regimul de funcţionare al circuitului DSF, în cadrul aparaturii analizate, implică următoarele domenii maxime de variaţie a parametrilor:

$$\frac{U_{m\,max}}{U_{m\,min}} = 2{,}5\,;\ \frac{U_{r\,max}}{U_{r\,min}} = 4\,;\ \varphi = 60^\circ - 80^\circ\,;$$

$$\frac{K_{max}}{K_{min}} = 3\,;\ \frac{I_{max}}{I_{min}} \cong 8.$$

În aceste condiţii, performanţele obţinute sînt:

— abaterea de la liniaritate, mai mică decît 0,5%;

— abaterea de la o lege cosinusoidală, mai mică decît 1,25%;

— eroarea datorită variaţiei tensiunii de referinţă, mai mică decît 1%.

Domeniul de variaţie a mărimii de ieşire din circuitul DSF (curentul continuu) a fost determinat pentru cazul blocului de măsură Zm, unde condiţiile impuse sînt cele mai dificile. Exprimînd acest curent sub formă de procente din valoarea maximă a curentului opozant, a rezultat următorul domeniu:

$$\frac{100}{U_M}\left[\frac{K'_{1\,min}}{K'_{3\,max}} I_{min} \cos\varphi_{max} \div \frac{K'_{1\,max}}{K'_{3\,min}} I_{max} \cos\varphi_{min}\right] =$$

$$= 3{,}35 \div 26{,}6\,\%$$

sau în curenţi:

$$K'_1 I \cos\varphi = 8{,}4 \div 66{,}3\ \mu\text{A}.$$

Pentru realizarea termenilor de tip $KU \sin\varphi$ şi $K'I \sin\varphi$ s-a utilizat un detector sensibil la fază, de tipul celui descris, asociat cu un circuit care asigură un defazaj suplimentar constant de 90°. Acest defazaj suplimentar se realizează la blocul de demarare prin defazarea

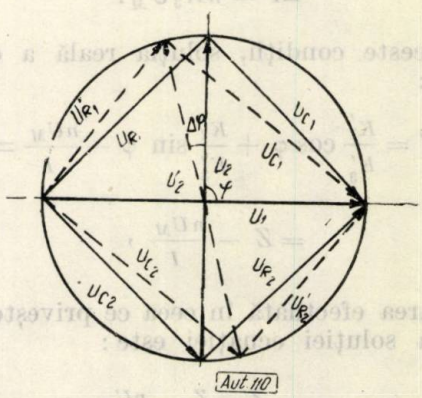


Fig. 9. Circuitul de defazare cu 90° şi diagrama sa vectorială.

tensiunii de măsură, iar la blocul de măsură prin defazarea tensiunii de referinţă. Defazajul este realizat cu un circuit RC, simplu şi uşor de reglat (fig. 9).

După cum se vede din diagrama vectorială, în cazul $R_1 = R_2 = X_{c1} = X_{c2}$ se obţine un

defazaj $\varphi = 90°$ între tensiunea de intrare şi cea de ieşire. Avantajul acestui circuit, faţă de defazoarele clasice cu trei rezistenţe şi o capacitate, constă în faptul că el nu introduce nici o atenuare de tensiune, tensiunea de ieşire fiind diametrul cercului şi nu raza sa. În cazul variaţiei simultane şi de acelaşi fel a două elemente analoge ale defazorului (situaţia reprezentată punctat în diagrama vectorială), apare un defazaj parazit $\Delta\varphi$, dar modulul tensiunii de ieşire nu variază. Acest fapt este important, de exemplu în cazul variaţiei frecvenţei şi deci a variaţiei simultane a lui X_{c1} şi X_{c2}. Utilizarea unui astfel de circuit de defazare a fost posibilă, deoarece nu se cere reglarea defazajului în limite largi.

Performanţele blocurilor care elaborează termenii de tip $KU \sin \varphi$, formate dintr-un defazor şi un detector sensibil la fază, sînt:

— abaterea de la liniaritate, mai mică de 0,75%;

— abaterea de la o lege sinusoidală, mai mică de 0,75%;

—eroarea datorită variaţiei tensiunii de referinţă, mai mică de 1,5%;

În ceea ce priveşte domeniul de variaţie a curentului de ieşire, procedînd analog cu cazul circuitului DSF, se obţine:

$$\frac{100}{U_M}\left[\frac{K'_{2\,min}}{K'_{3\,max}} I_{min} \sin \varphi_{min} \div \frac{K'_{2\,max}}{K'_{3\,min}} I_{max} \sin \varphi_{max}\right] = 28{,}8 \div 91\%$$

sau în curenţi:

$$K'_2 I \sin \varphi = 72 \div 227 \ \mu A.$$

Pentru realizarea termenilor de tip KU şi $K'I$ s-au utilizat redresoare speciale, liniare în domeniul unor semnale mici. Deoarece principala cauză a neliniarităţii este căderea mare de tensiune pe diode în regim de conducţie, s-au înlocuit diodele cu tranzistoare în conexiune EB/C [6]. În acest fel, căderea de tensiune în sens direct a fost redusă de la valori de ordinul a 0,5—0,55 V (diode obişnuite cu germaniu) la valori de ordinul a 0,2—0,25 V.

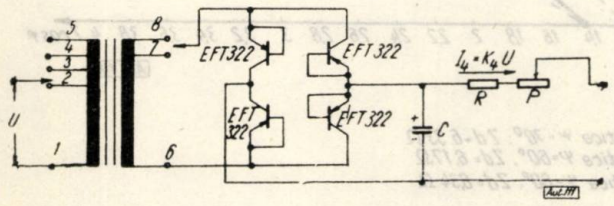


Fig. 10. Redresor pentru realizarea termenului KU.

Fixarea coeficientului K al termenului din ecuaţie se realizează în acelaşi fel ca la circuitele DSF.

Abaterea de la liniaritate a unui astfel de redresor, în domeniul de lucru, este mai mică decît 1%.

4. Rezultatele experimentale

Cu ajutorul circuitelor descrise s-au realizat blocurile de demarare (Zd — fig. 11) şi de măsură (Zm — fig. 12), care modulează ecuaţiile (5) şi respectiv (6).

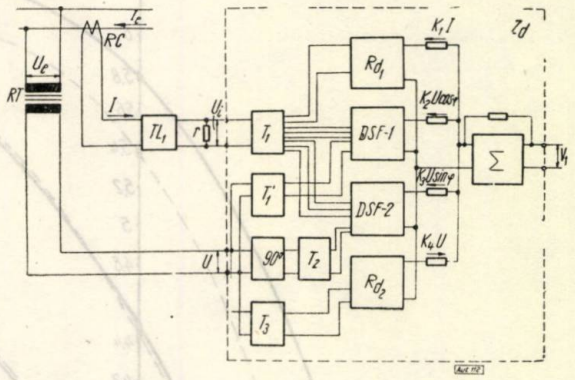


Fig. 11. Blocul de demarare — schema-bloc.

După cum se vede din schemele-bloc, curentul din secundarul reductoarelor de curent RC se aplică la blocurile Zd şi Zm sub forma unor tensiuni, luate de pe rezistenţele de sarcină ale unor transformatoare limitatoare de curent TL. Acestea au drept scop protecţia schemelor, în cazul unor suprasarcini puternice. Tensiunea din secundarul reductoarelor de tensiune RT se aplică direct la blocurile Zd şi Zm.

În cazul blocului de măsură există două reţele de comutare automată a valorii impedanţei reglate (CAZ-1 şi CAZ-2). Acestea sînt comandate de la o schemă de temporizare şi comută automat, după temporizări prestabilite, prizele transformatoarelor T_4 şi T_6. În felul acesta se comută în trepte caracteristicile elementului de măsură în planul Z. Această comutare se poate

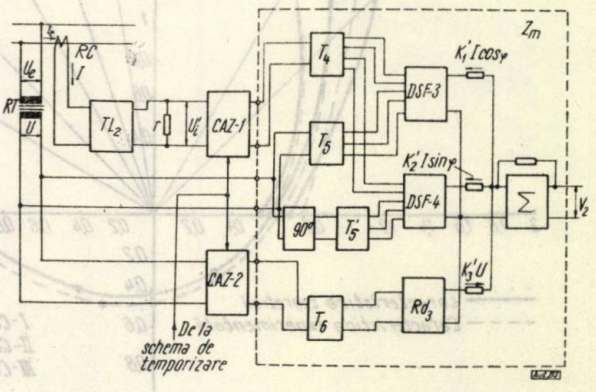


Fig. 12 Blocul de măsură — schema-bloc.

face pentru orice valoare de impedanţă între 1 şi 12 Ω, din ohm în ohm, de obicei fiind însă suficiente 3 sau 4 trepte.

În cazul blocului de demarare, comutarea în trepte a caracteristicii se face manual, prin comutarea prizelor transformatoarelor de intrare.

Sînt prevăzute 7 trepte, între 6 şi 12 Ω, din ohm în ohm.

În afara comutării în trepte a caracteristicilor, ceea ce corespunde schimbării valorii impedanţei de declanşare pentru un unghi dat de reglare a caracteristicii (ψ), mai este prevăzută o reglare continuă a poziţiei caracteristicii în planul Z pentru o valoare dată a impedanţei. Aceasta se poate efectua pentru orice unghi cuprins între 60° şi 80°. În figura 13 sînt reprezentate caracteristicile teoretice (linie plină) şi experimentale (linie punctată) ale blocului de demarare Zd. Caracteristicile care reprezintă elipse cu un focar în originea axelor de coordonate corespund la aceeaşi treaptă de impedanţă ($Zd = 6$ Ω). În realitate, pentru a se lucra cu valori mai comode ale coeficienţilor, s-au reglat valorile impedanţelor puţin diferit de 6 Ω. Ast-

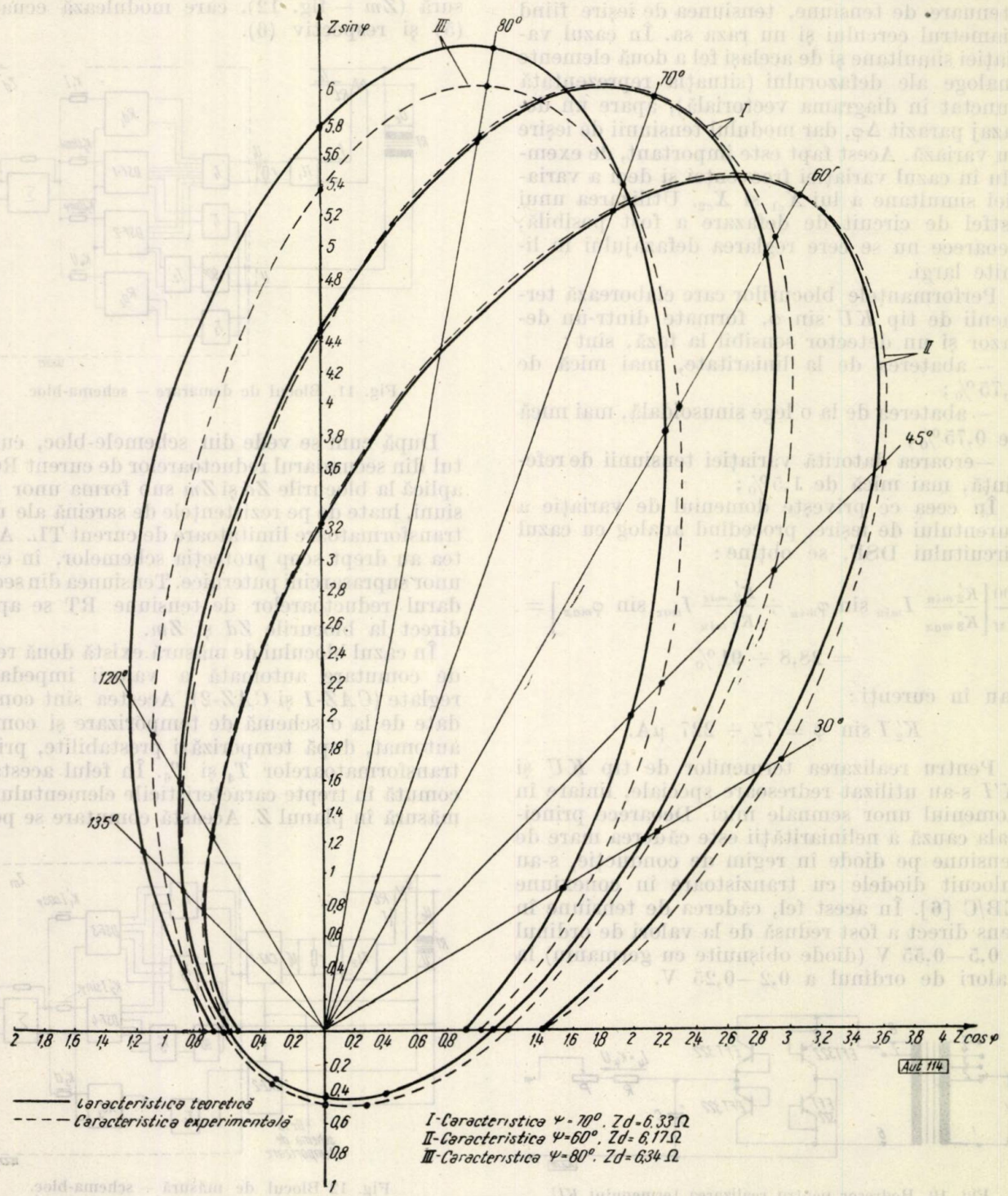


Fig. 13. Caracteristicile blocului de demarare.

fel, datele care au stat la baza construirii caracteristicilor sînt arătate în tabela 1.

Erorile care rezultă la determinarea soluţiilor ecuaţiei, adică erorile efectuate în determinarea modulului impedanţei de demarare pentru un argument dat φ, nu depăşesc $\pm 3{,}5\%$ în cadrul domeniului de lucru ($\varphi = 60° \div 80°$).

Pentru aprecierea performanţelor generale ale blocului de demarare s-au ridicat caracteristicile eliptice şi în afara domeniului de lucru definit. În aceste condiţii erorile nu au depăşit 10% (punctul cu $\varphi = 120°$, pe caracteristica III). Aceste erori s-au calculat prin raportare la valoarea teoretică a modulului impedanţei în punc-

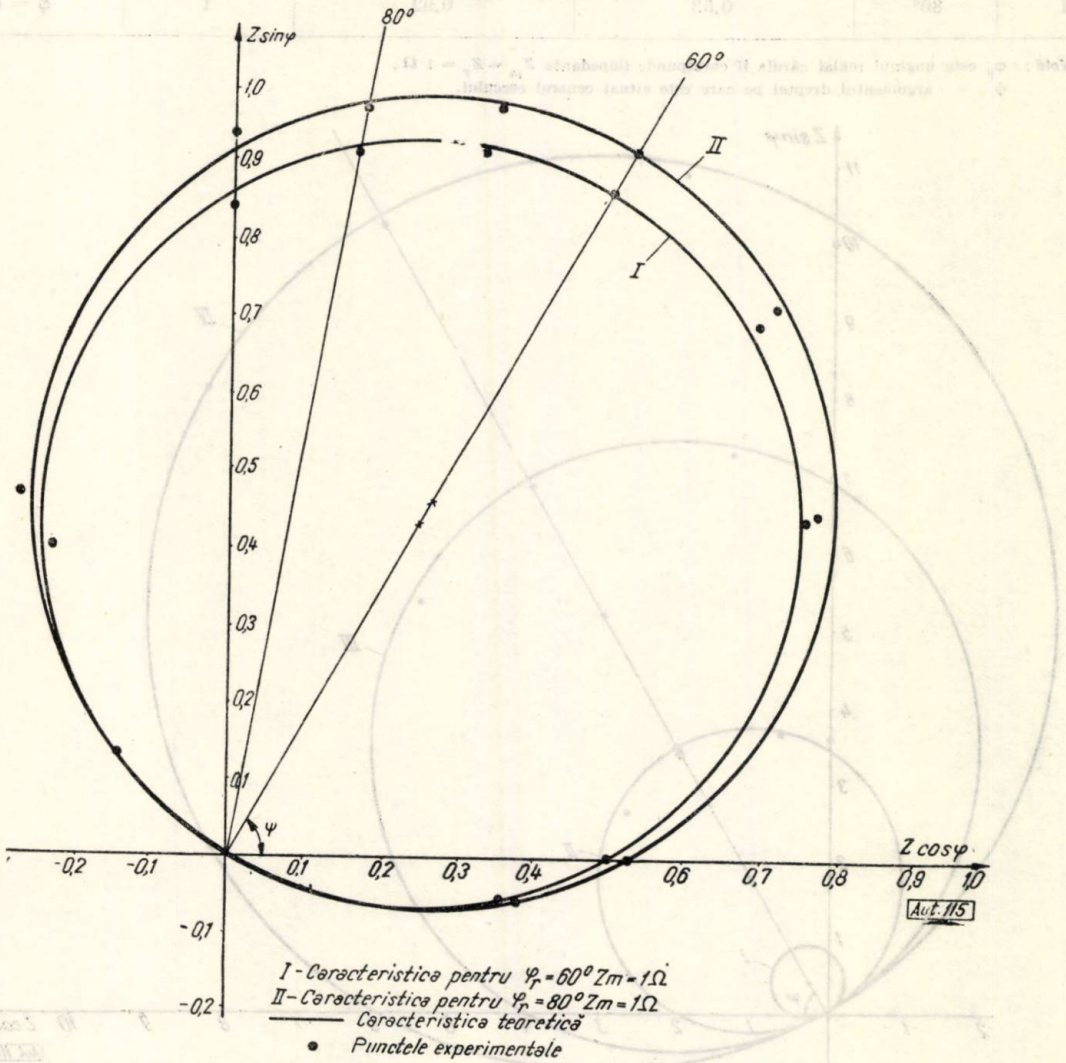


Fig. 14. Caracteristicile blocului de măsură pentru două unghiuri de reglaj.

Tabela 1

Curba	ψ	K_1	$K_2 = \cos\psi\sqrt{1-\rho^2}$		$K_3 = \sin\psi\sqrt{1-\rho^2}$		K_4	Z_{reglat} (Ω)		Punctul de etalonare
			teoretic	real	teoretic	real		T	R	
I	70°	0,805	0,298	0,3	0,818	0,82	1	6	6,33	$\varphi = \psi = 70°$
II	60°	0,805	0,433	0,44	0,7499	0,75	1	6	6,17	$\varphi = \psi = 60°$
III	80°	0,805	0,1507	0,15	0,853	0,86	1	6	6,34	$\varphi = 70°$

Notă:
ψ este argumentul axei mari a elipsei;
$\rho = 0{,}5$ – coeficientul de aplatisare al elipsei;
φ – argumentul impedanţei;
Z_{reglat} – valoarea impedanţei la $\varphi = \psi$.

Tabela 2

Curba	φ_r	$K_1' = Z_r \frac{\cos\psi}{\cos(\varphi_r - \psi)}$	$K_2' = Z_r \frac{\sin\psi}{\cos(\varphi_r - \psi)}$	K_3'	Punctul de etalonare
I	60°	0,5	0,866	1	$\varphi = \varphi_r = 60°$
II	80°	0,53	0,92	1	$\varphi = 60°$

Notă: φ_r este unghiul reglat căruia îi corespunde impedanţa $Z_m = Z_r = 1\ \Omega$;
ψ – argumentul dreptei pe care este situat centrul cercului.

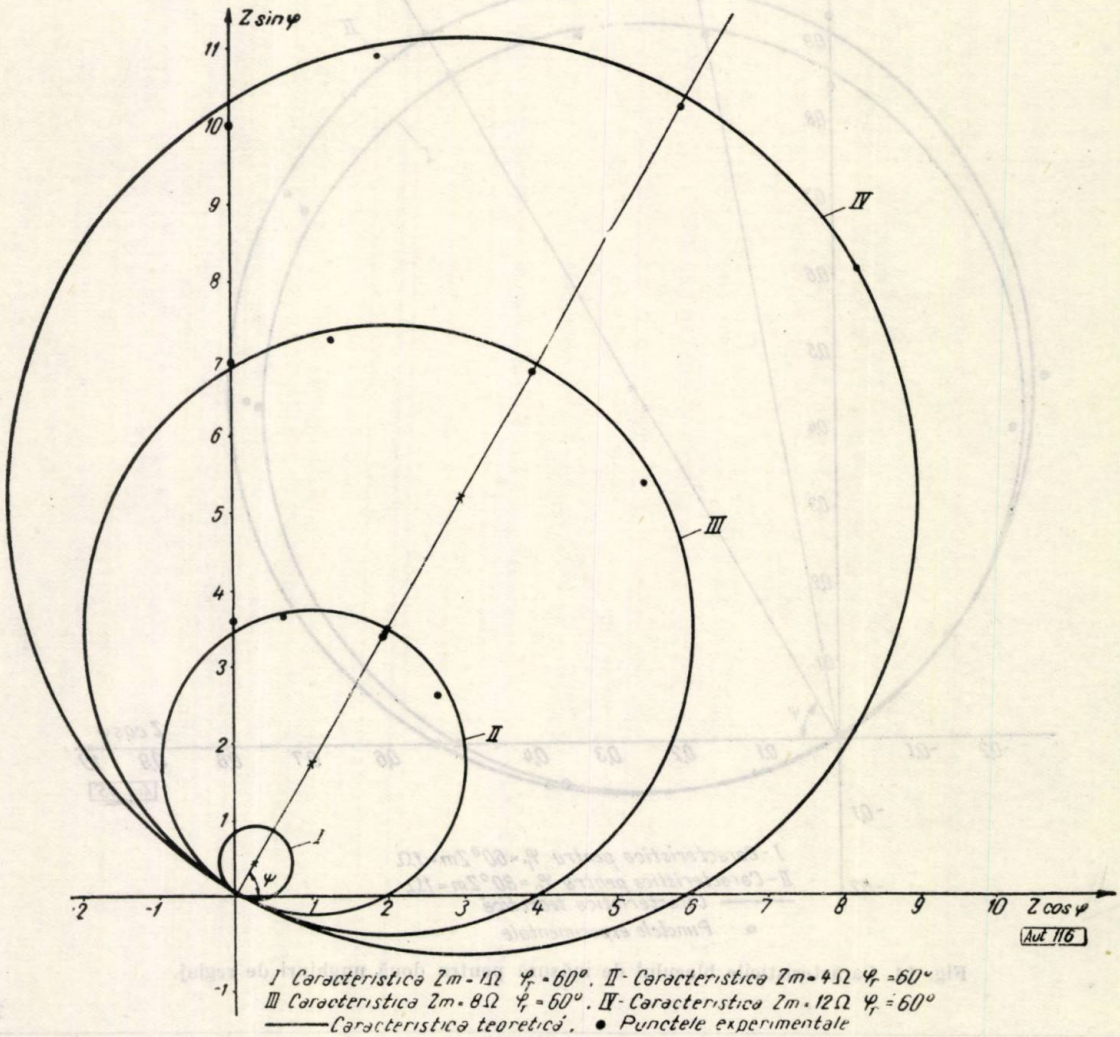


Fig. 15. Caracteristicile blocului de măsură pentru patru trepte de impedanţă.

tul respectiv şi nu la valoarea impedanţei reglate. Avînd în vedere faptul că valoarea impedanţei reglate (corespunzătoare la $\varphi = \psi$) este cea mai mare pentru o caracteristică dată, definirea erorii se face în condiţiile cele mai severe posibile.

În ceea ce priveşte blocul de măsură Zm, s-au ridicat două familii de caracteristici. În figura 14 sînt reprezentate două caracteristici corespunzătoare la aceeaşi valoare a impedanţei reglate ($Zm = 1\ \Omega$), dar la două unghiuri de reglaj φ_r diferite. Datele care au stat la baza construirii acestor caracteristici sînt indicate în tabela 2.

Erorile efectuate asupra modulului impedanţei, în cadrul domeniului de lucru ($\varphi = 60° \div 80°$, sînt mai mici decît $\pm 1\%$, ceea ce reprezintă o valoare deosebit de bună în comparaţie cu performanţele cunoscute.

În afara domeniului de lucru erorile nu depăşesc 6% ($\varphi = 120°$, caracteristica I).

În figura 15 sînt ilustrate posibilităţile de comutare în trepte a caracteristicii blocului de măsură. Cele patru caracteristici corespund la

același unghi de reglaj ($\varphi_r = 60°$) și la patru valori diferite ale impedanței de reglaj ($Z_m = 1\,\Omega$; $4\,\Omega$; $8\ \Omega$ și $12\ \Omega$). În cadrul domeniului de lucru ($\varphi = 60° \div 80°$), eroarea pe orice treaptă de impedanță a fost mai mică de $\pm 2\%$ (reglarea blocului de măsură s-a făcut pe caracteristica de $1\,\Omega$). Într-un domeniu lărgit de funcționare ($\varphi = 45° \div 90°$) eroarea rezultată nu a depășit $\pm 3\%$.

5. Concluzii

Soluția utilizată pentru realizarea blocurilor de demarare și de măsură, cu ajutorul unor scheme analogice de calcul echipate în întregime cu elemente semiconductoare, a permis îndeplinirea principalelor condiții impuse releelor de distanță : precizia, sensibilitatea, siguranța în funcționare. Principala calitate a acestei soluții constă însă în faptul că ea permite obținerea unor caracteristici de forme complexe în planul Z și oferă posibilitatea de reglare comodă a poziției lor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C. *Un nouveau type de relais d'impédance basé sur le principe du calculateur analogique.* Rapport au Congrès VII ETAN, nov 1962 (Novi-Sad).

[2] Penescu, C. *Un nouveau type de relais de distance à transistors avec caractéristique universelle.* Rapport 314 CIGRÉ, 1964 (Paris).

[3] Penescu, C. *A new device of nonlinear measurement of impedance using transistors.* Rapport 22 Congres IMEKO, 1964 (Stockholm).

[4] Badea, I., Broșteanu, Gh., Chenzbraun, I. și Columbeanu, P. *Protecția și automatizarea sistemelor electrice.* București, Editura tehnică, 1963.

[5] Herșcovici, H., Călușiță, M., Roisman, W., Nica, L. și Mărcuț, I. *Sistem unificat electronopneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale.* In : Automatica și Electronica **6** (1962), nr. 1 — 2.

[6] Linsley Hood. *Transistors as rectifiers.* In : Electronic Engineering, nr. 431, 1964.

Ing. N. VÎLCOV și ing. D. POENARU

Amplificatorul cu sarcină de tip „bootstrap"

Multiplicarea impedanței aplicate între grila și catoda unui repetor catodic poate fi utilizată cu succes pentru realizarea unor amplificări mari cu un număr redus de componente. Tehnica aceasta, cunoscută sub denumirea de „bootstrap" [4], utilizată de mult timp în amplificatoare audio [1], baze de timp [2] și amplificatoare de c.c. [3], a început să se aplice și în amplificatoarele de impulsuri înglobate în spectrometrele care utilizează detectoare de radiații cu dispozitive semiconductoare [9]. În prezenta lucrare se va analiza un montaj de acest tip, care se bucură de o largă răspîndire : etajul de amplificare avînd ca sarcină o impedanță mărită, dată de repetorul „bootstrap".

lent (fig. 1, *c*) arată că impedanța de intrare poate fi calculată cu următoarea expresie :

$$Z_{in} = \frac{R_i R + (\mu + 1) ZR + ZR_i}{R_i + R} \qquad (1)$$

și dacă $\mu \gg 1$, iar rezistențele R și Z au valori comparabile cu R_i :

$$Z_{in} \simeq \frac{\mu R}{R_i + R} \cdot Z. \qquad (2)$$

Rezultă că repetorul „bootstrap" este avantajos să fie utilizat ca impedanță de sarcină pentru tuburi cu μ mari (mai ales pentode), putîndu-se obține în acest fel o amplificare

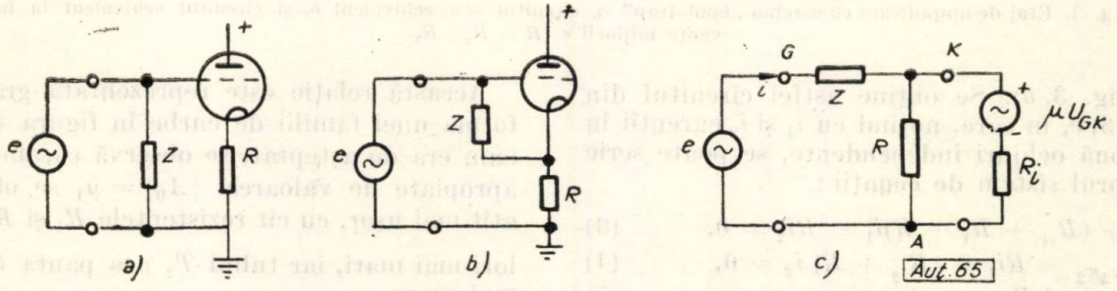


Fig. 1. Repetorul catodic *a*, repetorul „bootstrap" *b* și circuitul său echivalent *c*.

Repetorul „bootstrap" [5], [6], [7], a cărui schemă electrică de principiu se dă în figura 1, *b*, se bucură de o proprietate importantă : impedanța sa de intrare e/i poate fi mult mai mare decît valoarea rezistenței Z, cu rezistențe R de valori rezonabile. Analiza circuitului său echivapropiată de μ-ul tubului, cu o rezistență de valoare obișnuită, care asigură punctul static de funcționare normală a tubului.

Montajele acestea pot fi făcute fie alimentînd tuburile în serie (ca de exemplu în fig. 2, *a*), fie în paralel (fig. 2, *b*). În figura 2, *b* se arată și un

mod de control manual al cîştigului (cu ajutorul potenţiometrului P).

În cele ce urmează se va calcula amplificarea, rezistenţa de ieşire şi caracteristica tranzitorie a acestui ultim circuit, dîndu-se grafice utile la analiza sau calculul de proiectare a montajului.

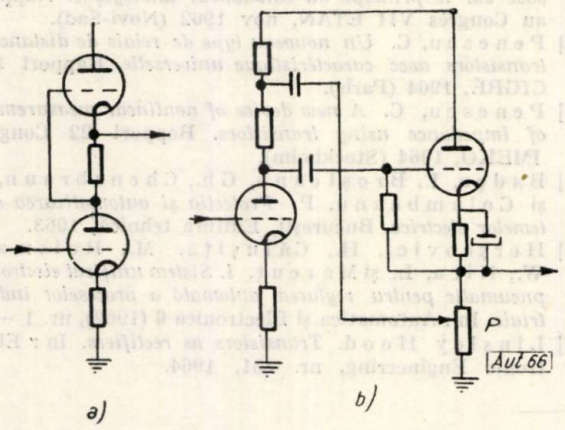


Fig. 2. Amplificatoare cu sarcină „bootstrap": *a* — alimentare în serie; *b* — alimentare în paralel.

Amplificarea

Amplificarea la frecvenţe mijlocii a etajului de amplificare din figura 3, *a* se calculează neglijînd reactanţele capacitive din circuitul său echivalent (fig. 3, *b*). Se obţine astfel circuitul din figura 3, *c*, în care, notînd cu i_1 şi i_2 curenţii în cele două ochiuri independente, se poate scrie următorul sistem de ecuaţii:

$$\mu_1 e + (R_{i_1} + R_1 + R) i_1 - R i_2 = 0, \quad (3)$$

$$\mu_2 U_{G_2K_2} - R i_1 + (R_{i_2} + R) i_2 = 0, \quad (4)$$

$$U_{G_2K_2} = i_1 R_1, \quad (5)$$

$$U_{es} = R i_1 - R i_2. \quad (6)$$

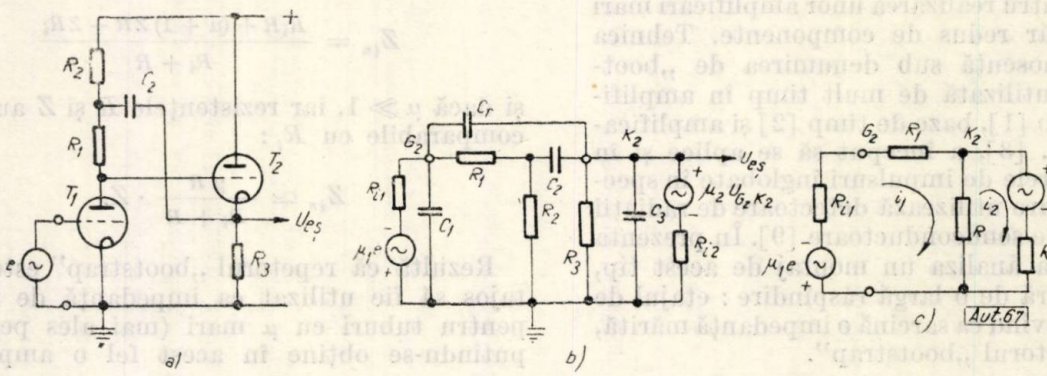


Fig. 3. Etaj de amplificare cu sarcina „bootstrap" *a*, circuitul său echivalent *b*, şi circuitul echivalent la frecvenţe mijlocii *c*. $R = R_2 \| R_3$.

Eliminînd curenţii şi tensiunea $U_{G_2K_2}$ din acest sistem, se obţine relaţia căutată între U_{es} şi e, care poate fi pusă sub forma:

$$\frac{U_{es}}{e} \equiv A_0 = - \frac{\mu_1 (\mu_2 R_1 + R_{i_1})}{(\mu_2 + 1) R_1 + R_{i_1} + R_{i_2} + \frac{R_{i_1}}{R}(R_1 + R_{i_2})} \quad (7)$$

şi pentru:

$$\mu_2 R_1 + R_{i_2} \gg \frac{R_{i_2}}{R}(R_1 + R_{i_1}) + R_{i_1} \quad (8)$$

se obţine:

$$A_{0_{Max}} = - \mu_1. \quad (9)$$

Deci amplificarea poate fi foarte mare în cazul utilizării unei pentode în calitate de tub T_1.

În practică prezintă interes deosebit două cazuri mai importante:

a) T_1 pentodă, T_2 triodă;

b) tuburi identice (dublă triodă).

a) În primul caz se poate scrie $R_{i_1} \gg R_{i_2}$ şi deoarece de obicei se ia R_1 de acelaşi ordin de mărime cu R_{i_2} : $R_{i_1} \gg R_1$. Considerînd în plus că $\mu_2 \gg 1$, se deduce din ecuaţia (7):

$$A_0 \simeq - \frac{\mu_1 \mu_2 R_1}{\mu_2 R_1 + R_{i_1}\left(1 + \frac{R_{i_2}}{R}\right)} \quad (10)$$

sau altfel scris:

$$\frac{|A_0|}{\mu_1} \simeq \frac{1}{1 + \frac{R_{i_1}}{\mu_2 R_1}\left(1 + \frac{R_{i_2}}{R}\right)}. \quad (11)$$

Această relaţie este reprezentată grafic sub forma unei familii de curbe în figura 4. După cum era de aşteptat, se observă că amplificări apropiate de valoarea $|A_0| = \mu_1$ se obţin cu atît mai uşor, cu cît rezistenţele R_1 şi R au valori mai mari, iar tubul T_2 are panta $S_2 = \frac{\mu_2}{R_{i_2}}$ mai mare.

b) În cazul unor tuburi identice puse în acelaşi regim de funcţionare: $R_{i_1} = R_{i_2} = R_i$ şi $\mu_1 = \mu_2 = \mu \gg 1$. Relaţia (7) devine:

$$A_0 = - \mu \frac{\mu R_1 + R_i}{(\mu + 1) R_1 + R_i + \frac{R_i}{R}(R + R_1 + R_i)} \quad (12)$$

sau :

$$\frac{|A_0|}{\mu} \simeq \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{R}{R_i}} \cdot \frac{\frac{R}{R_i} + \frac{1}{\mu} \cdot \mu \frac{R_1}{R_i} + 1}{\mu \frac{R_1}{R_i} + 1}}. \qquad (13)$$

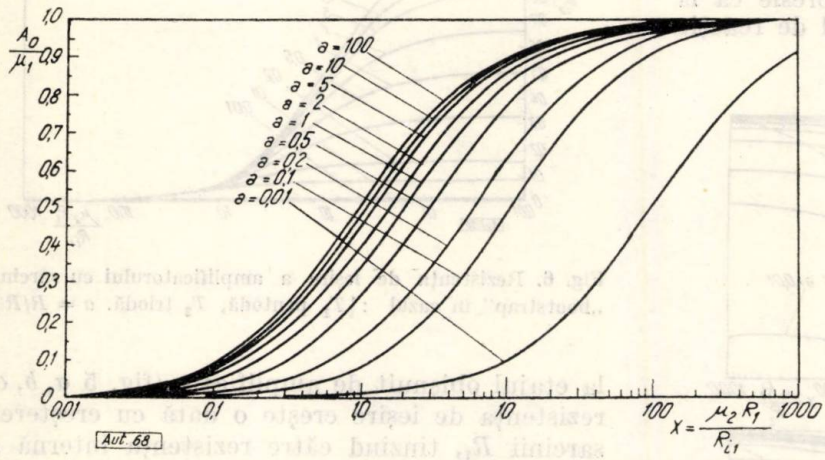


Fig. 4. Amplificarea etajului cu sarcina „bootstrap" în cazul : T_1 pentodă, T_2 triodă. $a = R/R_{i_2}$.

În figura 5 *a*, *b*, *c* se prezintă trei familii de curbe calculate cu această relaţie, pentru trei valori ale lui μ (20, 50, 100). În fiecare caz se dă pentru comparaţie şi relaţia bine cunoscută a amplificării unui etaj cu sarcină anodică R_1 :

$$\frac{|A_0|}{\mu} = \frac{1}{1 + \mu \frac{R_i}{\mu R_1}}. \qquad (14)$$

Comparînd cele trei familii de curbe trasate în figura 5 *a*, *b* şi *c*, se observă că ele diferă mai ales pe porţiunea finală şi mai ales pentru valori mici ale raportului $a = R/R_i$. În cazurile menţionate rezultă clar avantajul utilizării unor tuburi cu μ mare. Aceeaşi concluzie se poate trage şi din compararea curbelor calculate cu relaţia (14) cu celelalte curbe din figura 5, din care se vede că amplificatorul cu sarcina de tip „bootstrap" realizează amplificări mai mari decît etajul simplu de amplificare cu catoda la masă, mai ales pentru valori obişnuite ale sarcinii anodice (de ordinul de mărime al rezistenţei interne a tubului şi mai mică decît aceasta). La valori foarte mici ale rezistenţei $R\left(\frac{R}{R_i} < 0{,}01\right)$, această ultimă concluzie nu mai este valabilă.

Rezistenţa de ieşire

Revenind la expresia (7), se poate calcula rezistenţa de ieşire a montajului cu o metodă utilizată de Butler [7]. Rezistenţa de ieşire este acea valoare a sarcinii R_{es} care, conectată în paralel cu R_3 (deci cu R), face să se micşoreze cîştigul la $\frac{A_0}{2}$. Simbolic se poate scrie :

$$\frac{1}{2} A_0 (R) = A (R \parallel R_{es}). \qquad (15)$$

De aici rezultă :

$$R_{es} = \frac{1}{\frac{(\mu_2 + 1) R_1 + R_{i_1} + R_{i_2}}{R_{i_2} (R_1 + R_{i_1})} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}. \qquad (16)$$

Prelucrînd această expresie în mod analog cu prelucrarea expresiei (7), se obţin pentru cele două cazuri relaţiile :

$$\frac{R_{es}}{R_{i_2}} = \frac{1}{\frac{\mu_2 R_1}{R_{i_1}} + \frac{R_{i_2}}{R_1} + 1} \qquad (17)$$

în cazul tubului T_1 pentodă şi T_2 triodă şi :

$$\frac{R_{es}}{R_i} = \frac{1}{\frac{\mu R_1 + 2 R_i}{R_i + R_1} + \frac{R_i}{R}} \qquad (18)$$

în cazul unor tuburi identice. Aceste expresii au fost reprezentate grafic în figura 6 şi respectiv figura 7.

Valorile maxime ale rezistenţei de ieşire sînt diferite în cele două cazuri. În primul caz (T_1 pentodă, T_2 triodă), din figura 6 se vede că valoarea maximă a rezistenţei de ieşire $R_{es\,M} = R_{i_2}$ se obţine pentru :

$$(\mu_2 R_1 / R_{i_1}) \ll 1 \text{ şi } \frac{R}{R_{i_2}} \gg 1,$$

deoarece cînd prima inegalitate este satisfăcută se deduce din relaţia (17) :

$$\frac{1}{R_{es}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{i_2}}. \qquad (19)$$

În cazul tuburilor identice, pentru $\mu R_1 \ll 2R_i$ (şi implicit $R_1 \ll R_i$) rezultă :

$$\frac{1}{R_{es}} = \frac{1}{R} + \frac{2}{R_i}, \qquad (20)$$

deci pentru :

$$\frac{R}{R_i} \gg 1 ; \; R_{es\,M} = \frac{R_i}{2},$$

fapt ilustrat şi de figura 7.

În figura 7 s-au trasat curbele doar pentru $\mu = 20$, dat fiind că pentru alte valori obişnuite ale lui μ (50, 100) se obţin curbe care diferă cu puţin de acestea şi mai ales pe porţiunea finală.

Cînd μ-ul este mai mare, se atinge mai repede valoarea asimptotică obţinută pentru $R_1 \gg R_1$ (şi implicit $\mu R_1 \gg 2R_i$) :

$$\frac{1}{R_{eş}} = S + \frac{1}{R}. \qquad (21)$$

În aceste condiţii ($R_1 \gg R_i$), impedanţa de ieşire a montajului are aceeaşi expresie ca la repetorul catodic, deoarece factorul de reacţie pozitivă R_i/R_1 este neglijabil.

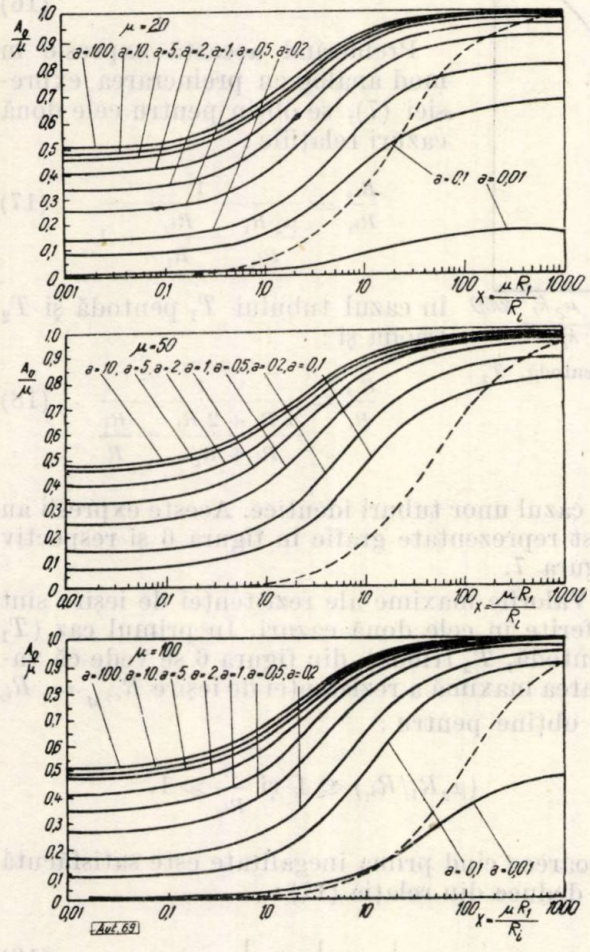


Fig. 5. Amplificarea etajului cu sarcina „bootstrap" în cazul tuburilor identice : *a*) $\mu = 20$; b) $\mu = 50$; *c*) $\mu = 100$; $a = R/R_i$.

Alura curbelor trasate în figurile 6 şi 7 se poate compara cu cea a unei curbe calculate pe baza expresiei care dă rezistenţa de ieşire a unui etaj de amplificare avînd sarcina anodică R_1 :

$$\frac{R_{eş}}{R_i} = \frac{1}{1 + \mu \dfrac{R_i}{\mu R_1}}, \qquad (22)$$

deoarece membrul drept al acestei relaţii este identic cu cel al expresiei (14) care a fost reprezentată în figura 5 *a*, *b*, *c* cu linie întreruptă.

Se vede din figurile 6 şi 7 că la amplificatorul cu sarcina „bootstrap" rezistenţa de ieşire scade o dată cu creşterea rezistenţei R_1, tinzînd către rezistenţa de ieşire a repetorului catodic, pe cînd

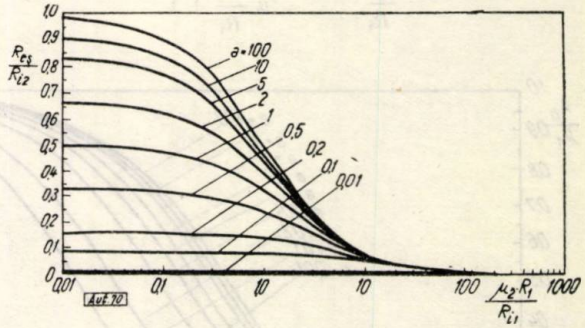


Fig. 6. Rezistenţa de ieşire a amplificatorului cu sarcina „bootstrap" în cazul : T_1 pentodă, T_2 triodă. $a = R/Ri_2$.

la etajul obişnuit de amplificare (fig. 5 *a*, *b*, *c*) rezistenţa de ieşire creşte o dată cu creşterea sarcinii R_1, tinzînd către rezistenţa internă a tubului.

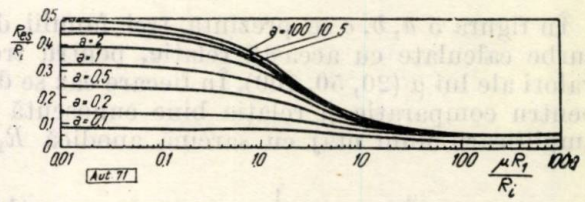


Fig. 7. Rezistenţa de ieşire a amplificatorului cu sarcina „boostrap" în cazul tuburilor identice. $a = R/R_i$.

Caracteristica tranzitorie

A) Pentru calculul porţiunii iniţiale a caracteristicii tranzitorii (răspunsul la impulsul treaptă) este necesar să se cunoască în primul rînd factorul de transfer al circuitului echivalent în domeniul frecvenţelor înalte al spectrului considerat.

În figura 8, *a* se dă circuitul echivalent obţinut din circuitul echivalent din figura 3, *b* prin neglijarea capacităţii C_2 (a cărei reactanţă este neglijabilă la frecvenţe înalte).

Cu notaţiile :

$$R_1 C_r = \tau_r ; \; R_{i1} C_1 = \tau_1 ; \; RC_3 = \tau_3 \qquad (23)$$

şi :

$$\frac{R}{1+\tau_3 p} = Z_3 ; \; \frac{R_1}{1+\tau_r p} = Z_r ; \; \frac{R_{i_1}}{1+\tau_1 p} = Z_1 \qquad (24)$$

circuitul din figura 8, *a* devine circuitul din figura 8, *b*, în care se introduc şi curenţii pe ochiuri i_1, i_2 şi i_3 cu sensurile indicate în figură.

Analiza pe ochiuri a circuitului din figura 8, *b* permite să se scrie următorul sistem de ecuaţii :

$$\mu_1 e + R_{i_1} i_1 + \frac{1}{pC_1}(i_1 - i_2) = 0, \tag{25}$$

$$(i_1 - i_2)\frac{1}{pC_1} - U_{G_2K_2} - U_{es} = 0, \tag{26}$$

$$U_{G_2K_2} = Z_r \cdot i_2, \tag{27}$$

$$U_{es} = Z_3 (i_2 - i_3), \tag{28}$$

$$U_{es} = \mu_2 U_{G_2K_2} + R_{i_2} \cdot i_3. \tag{29}$$

Eliminînd curenţii şi tensiunea $U_{G_2K_2}$ din acest sistem şi ţinînd seamă de relaţia (7), se obţine pentru factorul de transfer normat $\frac{A(p)}{A_0}$ o relaţie de forma :

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{1 + A_r \cdot p}{1 + pB + p^2C}, \tag{30}$$

în care :

$$A_r = \frac{R_{i_2}}{\mu_2 R_1 + R_{i_2}} \tau_r, \tag{31}$$

Caracteristica tranzitorie a amplificatorului se află luînd transformata Laplace inversă a expresiei $\frac{A(p)}{pA_0}$ din tabele [8]. Se obţine astfel :

$$f(t) = 1 + \frac{1 - \frac{a}{\alpha}}{\frac{a}{b} - 1} \cdot \exp(-at) + \frac{1 - \frac{b}{\alpha}}{\frac{b}{a} - 1} \cdot \exp(-bt). \tag{38}$$

Dacă se notează :

$$\frac{a}{\alpha} = n\,; \quad \frac{a}{b} = m \text{ şi } at = \xi, \tag{39}$$

rezultă :

$$bt = \frac{b}{a} \cdot at = \frac{\xi}{m}$$

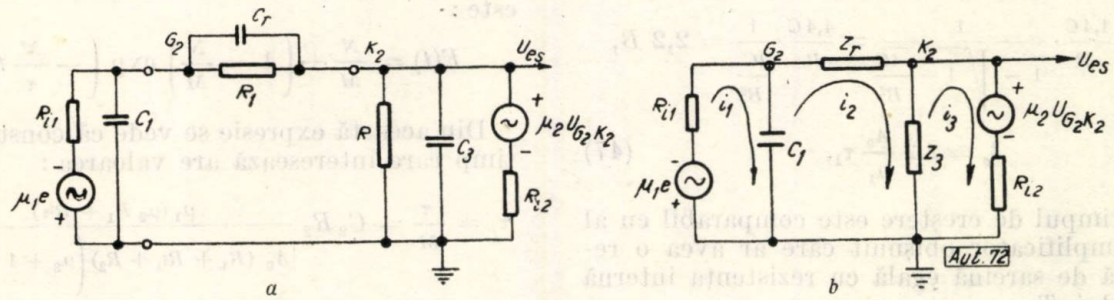


Fig. 8. Circuitul echivalent al amplificatorului „bootstrap" la frecvenţe înalte *a* şi o formă simplificată a sa *b*.

$$B = \frac{\left[(\mu_2 + 1) R_1 + R_{i_2} + R_1 \cdot \frac{R_{i_2}}{R}\right]\tau_1 + \left(R_{i_1} + R_{i_2} + \frac{R_{i_2} \cdot R_{i_1}}{R}\right)\tau_r + \frac{R_{i_2}}{R}(R_1 + R_{i_1})\tau_3}{(\mu_2 + 1) R_1 + R_{i_2} + R_{i_1} + \frac{R_{i_2}}{R}(R_1 + R_{i_1})}, \tag{32}$$

$$C = \frac{R_{i_1} R_{i_2} R_1 (C_1 C_r + C_1 C_3 + C_r C_3)}{(\mu_2 + 1) R_1 + R_{i_1} + R_{i_2} + \frac{R_{i_2}}{R}(R_1 + R_{i_1})}. \tag{33}$$

Relaţia (30) poate fi scrisă şi altfel, punînd în evidenţă nulul şi polii funcţiei de transfer :

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{(p + \alpha)}{(p + a)(p + b)} \cdot \frac{ab}{\alpha}. \tag{34}$$

Prin identificare cu (30), se obţine :

$$\alpha = \frac{1}{A_r}, \tag{35}$$

$$a = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{2C}, \tag{36}$$

$$b = \frac{B - \sqrt{B^2 - 4C}}{2C}. \tag{37}$$

şi expresia (38) se poate pune sub forma :

$$f(\xi) = 1 - \frac{m - n}{m - 1} \exp\left(-\frac{\xi}{m}\right) + \frac{1 - n}{m - 1} \exp(-\xi), \tag{40}$$

în care conform relaţiilor (39) şi (35) —(37) :

$$\xi = at = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{2C} \cdot t, \tag{41}$$

$$n = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{2C} \cdot A_r, \tag{42}$$

$$m = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{B - \sqrt{B^2 - 4C}}, \tag{43}$$

B, C şi A_r fiind date de relaţiile (31) —(33).

După cum era de aşteptat, se poate vedea că pentru valori mici ale constantelor de timp se obţin parametri a de valoare maximă, deci durata frontului minimă.

Relaţia (40) poate fi folosită într-un caz general; pentru majoritatea cazurilor practice însă, $n < 1$ şi $m \gg 1$, deci (40) devine:

$$f(\xi) \simeq 1 - \exp\left(-\frac{\xi}{m}\right), \tag{44}$$

adică influenţa capacităţii C_r este neglijabilă. Se ştie că timpul de creştere (0,1 —0,9) care corespunde unei astfel de caracteristici monotone este:

$$t_c = 2{,}2\,\frac{m}{a} \tag{45}$$

şi ţinînd seamă de (41) şi (43):

$$t_c = \frac{4{,}4\,C}{B - \sqrt{B^2 - 4\,C}}. \tag{46}$$

Avînd în vedere faptul că în general $C \ll B^2$, relaţia (46) mai poate fi simplificată. Într-adevăr:

$$t_c \simeq \frac{4{,}4\,C}{B}\cdot\frac{1}{1-\sqrt{1-\frac{4C}{B^2}}} = \frac{4{,}4\,C}{B}\cdot\frac{1}{\frac{2C}{B^2}} = 2{,}2\,B,$$

$$t_c \simeq 2{,}2\,\frac{|A_0|}{\mu_1}\tau_1, \tag{47}$$

adică timpul de creştere este comparabil cu al unui amplificator obişnuit care ar avea o rezistenţă de sarcină egală cu rezistenţa internă a tubului T_1.

B) Pentru calculul răspunsului la frecvenţe joase (palierul impulsului dreptunghiular) se

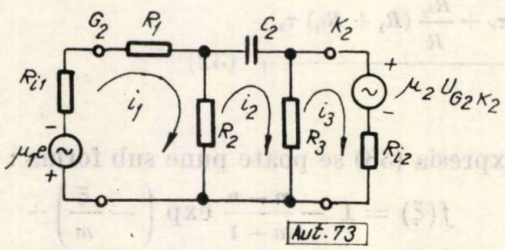


Fig. 9. Circuitul echivalent al amplificatorului „bootstrap" la frecvenţe joase.

utilizează circuitul echivalent din figura 9, care permite să se scrie următorul sistem de ecuaţii:

$$\mu_1 e + i_1(R_{i_1} + R_1 + R_2) - i_2 R_2 = 0, \tag{48}$$

$$\mu_2 U_{G_2k_2} - i_2 \cdot R_3 + (R_3 + R_{i_2})\cdot i_3 = 0, \tag{49}$$

$$U_{G_2k_2} = i_1 R_1 + \frac{i_2}{p\,C_2}, \tag{50}$$

$$-i_1 R_2 + i_2\left(R_2 + R_3 + \frac{1}{p\,C_2}\right) - i_3 R_3 = 0, \tag{51}$$

$$U_{es} = i_2 R_3 - i_3 R_3. \tag{52}$$

Prin eliminarea curenţilor şi a tensiunii $U_{G_2k_2}$, se obţine factorul de transfer normat:

$$\frac{A_j(p)}{A_0} = \frac{p\,\tau + N}{p\,\tau + M}, \tag{53}$$

în care:

$$\tau = C_2\,R_2, \tag{54}$$

$$N = \frac{\mu_2(R_1 + R_2)}{\mu_2 R_1 + R_{i_2}}, \tag{55}$$

$$M = \frac{\left(\mu_2 + 1 + \frac{R_{i_2}}{R_3}\right)(R_1 + R_{i_1} + R_2)}{(\mu_2 + 1)R_1 + R_{i_1} + R_{i_2} + \frac{R_{i_2}}{R}(R_{i_1} + R_1)} \tag{56}$$

sau ţinînd seamă de relaţia (7):

$$M = \frac{|A_0|\left(\mu_2 + 1 + \frac{R_{i_2}}{R_3}\right)(R_1 + R_{i_1} + R_2)}{\mu_1(\mu_2 R_1 + R_{i_2})}. \tag{57}$$

Răspunsul acestui circuit la impulsul treaptă este:

$$F(t) = \frac{N}{M} + \left(1 - \frac{N}{M}\right)\exp\left(-\frac{M}{\tau}t\right). \tag{58}$$

Din această expresie se vede că constanta de timp care interesează are valoarea:

$$\tau_j = \frac{\tau}{M} = C_2 R_2\,\frac{\mu_1(\mu_2 R_1 + R_{i_2})}{|A_0|(R_1 + R_{i_1} + R_2)\left(\mu_2 + 1 + \frac{R_{i_2}}{R_3}\right)}. \tag{59}$$

Se observă că, dacă se realizează $\frac{N}{M} = 1$, se obţine compensare perfectă la joasă frecvenţă. În acest caz, capacitatea C_2 poate avea orice valoare, fără ca răspunsul la joasă frecvenţă să fie influenţat. Condiţia aceasta poate fi satisfăcută. Dacă:

$$\mu_2 \gg + \frac{R_{i_2}}{R_3}, \tag{60}$$

raportul $\frac{N}{M}$ ia valoarea:

$$\frac{N}{M} = \frac{\mu_1}{|A_0|}\cdot\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{i_1}}. \tag{61}$$

De aici se vede că este posibil să se obţină $N = M$ dacă de exemplu $R_1 + R_2 \gg R_{i_1}$ şi $|A_0| = \mu_1$.

Concluzii

Etajul de amplificare cu sarcina „bootstrap" realizează amplificări mari cu valori obişnuite ale rezistenţei de sarcină (care asigură punctul static de funcţionare normală a tubului) dato-

rită reacţiei pozitive de tensiune utilizate. Pentru a obţine amplificări cît mai mari este recomandabil să se lucreze cu pentodă urmată de triodă. Calculul amplificării se poate face uşor utilizînd graficele prezentate în lucrare.

Rezistenţa de ieşire este, în general, mai mare decît rezistenţa de ieşire a repetorului catodic, dar poate avea valori suficient de mici cînd rezistenţa de sarcină este mare. Spre deosebire de rezistenţa de ieşire a unui etaj de amplificare obişnuit, care creşte o dată cu rezistenţa de sarcină, tinzînd către rezistenţa internă a tubului, rezistenţa de ieşire a amplificatorului cu sarcina „bootstrap" scade o dată cu creşterea rezistenţei de sarcină, tinzînd către rezistenţa de ieşire a repetorului catodic.

Timpul de creştere a caracteristicii sale tranzitorii nu diferă cu mult de cel al unui etaj de amplificare obişnuit, fiind în general limitat de parametrii tubului utilizat.

Palierul impulsului dreptunghiular poate trece nedistorsionat prin amplificator indiferent de valoarea capacităţii de cuplaj C_2, dacă se aleg elementele de circuit astfel încît expresia (61) să devină egală cu unitatea.

BIBLIOGRAFIE

[1] Jeffery, E. *Push-pull phase-splitter.* În: Wireless World, aug. 1947, p. 274.
[2] Puckle, O. S. *Time basis.* Londra, Champan and Hall, 1951.
[3] Young, J. F. *Bootstrap d. c. amplifier.* În: Wireless World, nov. 1962, p. 553–556.
[4] Keen, A. W. *Bootstrap circuit technique.* În: Electronic and Radio Engineer, sept. 1958, p. 345–354.
[5] Short, G. W. *The bootstrap follower.* În: Wireless World, ian. 1961, p. 21–25.
[6] Hemingway, T. K. *Bootstrap follower characteristics.* În: Wireless World, iul. 1962, p. 322–324.
[7] Butler, F. *Analysis of the bootstrap follower.* În: Wireless World, ian. 1963, p. 21–26.
[8] Ditkin, V. A. şi Kuzneţov, P. I. *Spravocinik po operaţionnomu iscisleniu.* Moscova, 1951.
[9] Chase, R. L., Higinbotham, W. A. şi Miller, G. L. *Amplifier for use with p–n junction radiation detectors.* În: IRE Trans. NS–8, nr. 1, 1961, p. 147–150.

Ing. A. MILLEA şi ing. R. POPESCU

Sursă de tensiune de referinţă cu diode Zener pentru înlocuirea elementelor Weston

În compensatoarele de curent continuu, de laborator sau industriale, neautomate, semiautomate sau automate, se folosesc în prezent drept surse de tensiune de referinţă elemente Weston. Principalul neajuns al acestora este faptul că se deteriorează uşor la transport, la acţiuni ale mediului ambiant, la o scurtcircuitare accidentală sau la debitarea unui curent prea intens. În plus, ele sînt relativ costisitoare şi nu se fabrică în ţară.

La Institutul de metrologie din Bucureşti s-a realizat o sursă de tensiune de referinţă cu diode Zener, care furnizează o tensiune continuă avînd valoarea nominală 1,0190 ± ± 0,0005 V, putînd deci înlocui nemijlocit elementele Weston de clasa a III-a. Datele din literatură, precum şi cercetările întreprinse de autori, arată că stabilitatea în timp a tensiunii la bornele diodelor Zener este suficient de bună pentru ca performanţele unei surse folosind un stabilizator de tensiune cu diode Zener să se încadreze în normele referitoare la elementele Weston de clasa a III-a.

În principiu, orice stabilizator parametric de tensiune cu diode Zener, urmat de un divizor de tensiune adecvat, poate servi scopului propus. Urmărindu-se, însă, realizarea unui aparat de dimensiuni mici, cu o schemă cît mai simplă, preţ de cost redus şi folosind elemente fabricate în ţară, a fost necesar un studiu mai detaliat al variantelor posibile şi alegerea soluţiei celei mai potrivite.

Stabilizatoare parametrice de tensiune cu diode Zener

Cele mai obişnuite scheme de stabilizatoare parametrice de tensiune (fig. 1) sînt:

— stabilizatorul cu un singur etaj;
— stabilizatorul cu mai multe etaje şi
— stabilizatorul în punte.

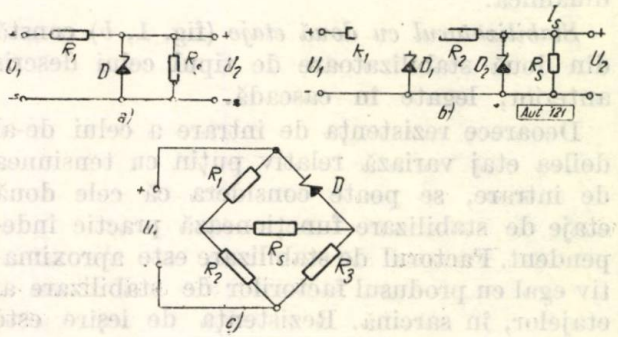


Fig. 1. Scheme de stabilizatoare parametrice de tensiune cu diode Zener:
a) cu un etaj; *b*) cu două etaje; *c*) în punte.

Principalii parametri ai stabilizatoarelor de tensiune sînt rezistenţa internă R_i, egală cu raportul cu semn schimbat dintre variaţia tensiunii de ieşire şi variaţia curentului de sarcină, la U_1 constant:

$$R_i = -\frac{\Delta U_2}{\Delta I_s}\Bigg|_{U_1 = \text{const.}} \quad (1)$$

şi factorul de stabilizare K, egal cu raportul dintre variaţia relativă a tensiunii de intrare şi variaţia relativă a tensiunii de ieşire, la I_s constant:

$$K = \frac{U_2}{U_1}\frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}\Bigg|_{I_s = \text{const.}} \quad (2)$$

Stabilizatorul cu un singur etaj (fig. 1,*a*) este format dintr-o rezistenţă R_1 şi o diodă Zener D conectată în sensul invers celui de conducţie; în paralel pe diodă se află rezistenţa de sarcină R_s. Dacă tensiunea de intrare U_1 este mai mare decît tensiunea de stabilizare U_0 a diodei (vezi caracteristica diodei Zener, în fig. 2), tensiunea de ieşire rămîne aproape constantă la variaţia tensiunii U_1 sau a rezistenţei R_s.

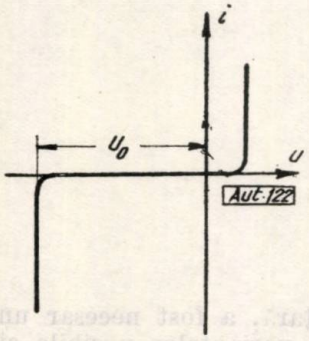


Fig. 2. Caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener.

Rezistenţa internă a stabilizatorului cu un etaj este practic egală cu rezistenţa dinamică R_d a diodei Zener, adică are valori cuprinse uzual între 2 şi 20 Ω.

Factorul de stabilizare depinde de parametrii diodei, de curentul de sarcină şi de raportul dintre tensiunea de intrare şi tensiunea de ieşire. Cu diode Zener obişnuite se poate realiza, la funcţionare în gol, un factor de stabilizare de 50—500, depinzînd mai ales de „factorul de calitate" al diodei, egal cu raportul dintre rezistenţa în curent continuu şi rezistenţa dinamică.

Stabilizatorul cu două etaje (fig. 1, *b*) constă din două stabilizatoare de tipul celui descris anterior, legate în cascadă.

Deoarece rezistenţa de intrare a celui de-al doilea etaj variază relativ puţin cu tensiunea de intrare, se poate considera că cele două etaje de stabilizare funcţionează practic independent. Factorul de stabilizare este aproximativ egal cu produsul factorilor de stabilizare ai etajelor, în sarcină. Rezistenţa de ieşire este aproximativ egală cu rezistenţa dinamică a ultimei diode Zener, adică practic egală cu aceea a stabilizatorului cu un singur etaj.

Deci un stabilizator cu două etaje este mai avantajos decît cel cu un etaj numai în cazul funcţionării pe sarcină fixă sau variabilă în limite restrînse. Se pot realiza valori de ordinul miilor sau zecilor de mii ale factorului de stabilizare.

Mai rar se folosesc stabilizatoare cu trei etaje. Acestea au proprietăţi asemănătoare celor cu două etaje, dar permit realizarea unor valori mai ridicate ale factorului de stabilizare.

Stabilizatorul în punte (fig. 1,*c*) poate asigura o stabilizare mai bună decît cel simplu, cu un singur etaj, deoarece la acesta se compensează variaţia căderii de tensiune pe diodă produsă de variaţia tensiunii de intrare. Într-adevăr, dacă elementele punţii satisfac relaţia:

$$R_d R_2 = R_1 R_3$$

puntea este în echilibru, în regim dinamic, astfel încît variaţiile tensiunii de intrare nu sînt transmise la ieşire.

Practic, o echilibrare perfectă a punţii nu e posibilă din mai multe cauze (rezistenţa R_d depinde de curentul prin diodă, de regimul termic al diodei, de rapiditatea variaţiilor tensiunii etc.), ceea ce face ca această schemă să fie folosită mai rar.

Considerente de alegere a schemei sursei de tensiune de referinţă

Principalele cerinţe care se impun unei surse care trebuie să înlocuiască elementele Weston tehnice (de clasa a III-a) sînt următoarele:

a) Variaţia tensiunii de ieşire trebuie să fie sub $\pm$ 0,5 mV, pentru o variaţie a tensiunii de alimentare de $\pm$ 10% şi în domeniul de temperaturi de $+15 \div +40$°C. Aceasta impune, de exemplu, un factor de stabilizare global de 500—1000 şi un coeficient de temperatură global sub $4 \cdot 10^{-5}$ 1/°C.

b) Rezistenţa internă a sursei nu trebuie să depăşească 300—500 Ω (valoarea obişnuită a rezistenţei interne a elementelor Weston). De aici rezultă un curent de sarcină, constant, de 2—3 mA.

c) Aparatul trebuie să permită alimentarea directă de la reţeaua de curent alternativ şi să asigure separarea bornelor de ieşire de reţea.

d) Volumul şi greutatea aparatului să fie cît mai mici.

Cerinţele de la punctul a) arată posibilitatea folosirii unui stabilizator cu două etaje, cu compensare de temperatură (deoarece coeficientul de temperatură al diodelor Zener obişnuite este de ordinul $2-8 \cdot 10^{-4}$ 1/°C). Stabilizatorul lucrează pe sarcina fixă constituită de divizorul de tensiune rezistiv, ceea ce simplifică proiectarea sa; curentul de sarcină are o valoare relativ mică. Pentru a putea fi alimentat de la reţea, stabilizatorul trebuie să fie precedat

de un redresor şi un transformator (obligatoriu pentru separarea de reţea).

Pe baza acestor considerente, o schemă posibilă este cea indicată în figura 3, în care se utilizează un transformator de reţea alimentat în primar cu 220 V, un redresor în punte cu diode semiconductoare, două etaje de stabilizare cu diode Zener şi un divizor de

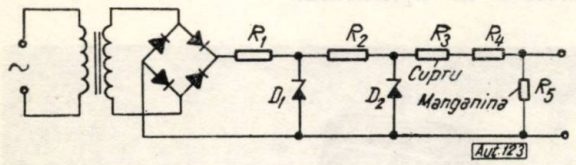


Fig. 3. Schema unui stabilizator de tensiune alimentat de la reţea.

tensiune cu termocompensare, format din rezistenţe de manganină şi de cupru.

Se constată însă uşor că această schemă nu permite realizarea unui aparat de dimensiuni mici, în primul rînd din cauza transformatorului de reţea, al cărui volum e impus de tensiunea de alimentare şi de curentul de mers în gol (puterea utilă a transformatorului este redusă). În plus, puterea disipată în rezistenţa primului etaj de stabilizare este relativ mare, astfel încît volumul cutiei nu poate fi oricît de mic.

Avînd în vedere că prezenţa unui transformator este oricum necesară, din motivele arătate, s-a considerat mai avantajoasă o schemă în care se foloseşte un transformator de curent în locul transformatorului de tensiune din schema precedentă. Primarul acestui transformator este conectat la reţea prin intermediul unei impedanţe Z (fig. 4), astfel încît tensiunea aplicată primarului este redusă şi transformatorul va putea avea un gabarit mult mai mic. În acelaşi timp nu mai este necesară utilizarea unei rezistenţe în primul etaj de stabilizare, deoarece rolul acesteia îl are rezis-

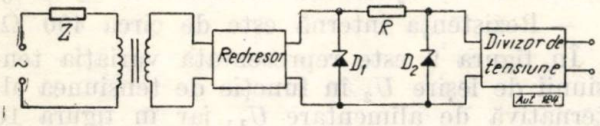


Fig. 4. Stabilizator de tensiune cu transformator de curent.

tenţa internă echivalentă a redresorului, alimentat de transformator; această rezistenţă internă fiind relativ mare, factorul de stabilizare al primului etaj va fi, de asemenea, ridicat.

Schema sursei de referinţă

Pornind de la schema generală din figura 4, s-a cercetat teoretic şi experimental montajul reprezentat în figura 5, care a fost apoi adoptat pentru prototipul realizat la Institutul de metrologie.

Condensatorul C_1 joacă rolul impedanţei Z din figura 4, asigurînd alimentarea primarului transformatorului T cu un curent aproximativ proporţional cu tensiunea reţelei. Folosirea unui condensator are avantajul micşorării puterii active disipate de elementele montajului.

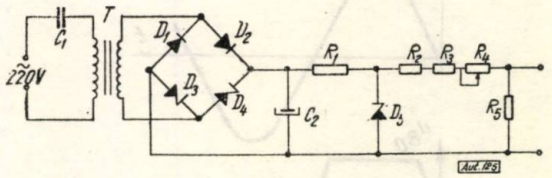


Fig. 5. Schema stabilizatorului de tensiune realizat.

O altă particularitate a schemei constă în puntea cu două diode redresoare D_1, D_2 şi două diode Zener D_3, D_4, care îndeplineşte atît funcţiunea de redresare, cît şi pe aceea de primă stabilizare a tensiunii. La ieşirea acestei punţi se obţine o tensiune continuă stabilizată, aproximativ egală cu diferenţa dintre tensiunile de stabilizare în sens invers şi în sens direct ale celor două diode Zener. Funcţionarea acestei punţi se poate explica, aproximativ, dacă se presupune mai întîi că ea funcţionează în gol (sau pe o sarcină rezistivă redusă). Tensiunile din diferitele puncte ale schemei punţii (fig. 6) sînt reprezentate în figura 7. Se vede că pe diagonala de ieşire se obţine o succesiune de impulsuri cvasidreptunghiulare (trapezoidale), a căror amplitudine este determinată de caracteristicile diodelor Zener. Dacă

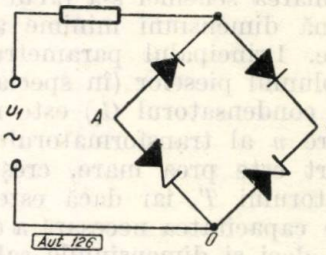


Fig. 6. Schema punţii cu două diode obişnuite şi două diode Zener.

la ieşire se conectează un condensator de capacitate mare, acesta rămîne încărcat şi în intervalele dintre impulsuri şi rezultă o tensiune aproape continuă.

Menţionăm că diodele D_1, D_2 nu sînt neapărat necesare pentru buna funcţionare a montajului, ele putînd fi înlocuite prin simple rezistenţe. În acest caz, însă, creşte puterea disipată în elementele montajului.

Al doilea etaj de stabilizare are o schemă obişnuită. El este urmat de un divizor de

tensiune rezistiv, la ieşirea căruia se obţine tensiunea de 1,0190 V. Rezistenţa R_4 serveşte pentru reglajul fin al acestei tensiuni. Rezistenţa R_2 este de cupru, iar R_3, R_4, R_5 sînt din manganină. În acest mod se compensează variaţia cu temperatura a tensiunii diodei Zener D_5 (care are coeficient de temperatură pozitiv).

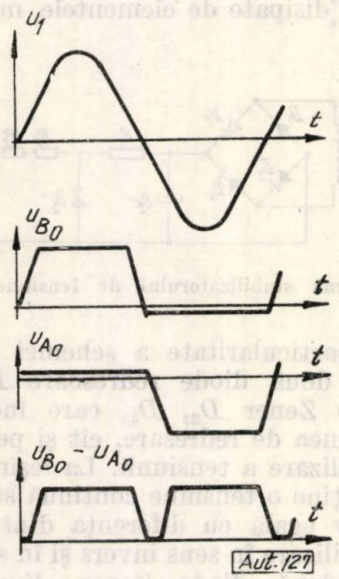


Fig. 7. Forma tensiunilor în punctea din figura 6.

Alegerea elementelor schemei şi realizarea constructivă a aparatului

Dimensionarea schemei s-a făcut astfel încît să se obţină dimensiuni minime ale pieselor componente. Principalul parametru care determină volumul pieselor (în special, transformatorul şi condensatorul C_1) este raportul de transformare n al transformatorului T. Dacă acest raport este prea mare, creşte volumul transformatorului T, iar dacă este prea mic, se măreşte capacitatea necesară a condensatorului C_1 şi deci şi dimensiunile sale. S-a ales $n = 2$, rezultînd $C_1 \approx 0{,}1$ μF.

Transformatorul T trebuie să aibă o inductanţă primară suficient de ridicată, pentru a nu avea un curent de mers în gol prea important. Folosind tole obişnuite de fier silicios, s-a găsit că este suficientă o secţiune de circa 0,6 cm² a miezului, realizată cu tole E4 (dimensiunile de gabarit ale transformatorului sînt circa 35 × 35 × 15 mm).

Rezistenţa R_2, cu fir de cupru, pe carcasă tot de cupru, este aşezată direct pe dioda Zener D_5, pentru a avea un bun contact termic cu aceasta. Rezistenţele R_3, R_5 sînt bobinate cu fir de manganină, pe carcase plate de textolit. R_4 este un potenţiometru bobinat, de dimensiuni mici.

Aparatul este montat într-o cutie metalică cu dimensiunile de circa 90 × 50 × 30 mm; greutatea totală a sa este de circa 250 g. Pe cutie sînt prevăzute două borne de ieşire, un orificiu pentru eventuala ajustare a potenţiometrului şi un cordon cu ştecher pentru conectare la reţeaua de 220 V.

În fotografia anexată (fig. 8) se vede aspectul exterior al aparatului.

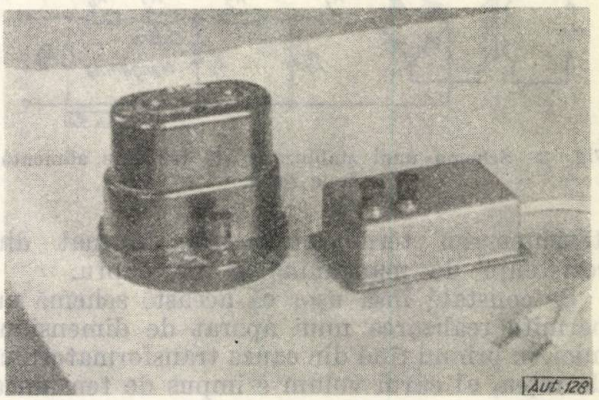


Fig. 8. Aspectul aparatului realizat şi al unui element Weston.

Performanţe şi avantaje

Performanţele principale ale sursei de tensiune de referinţă realizate, determinate prin măsurări de precizie, sînt următoarele:

— Variaţia tensiunii de ieşire, la variaţii de ± 10% ale tensiunii de intrare, este sub ± 0,001%.

— Componenta alternativă a tensiunii de ieşire este sub 10 μV.

— Coeficientul de temperatură al tensiunii de ieşire în domeniul 0°C ÷ +50°C este sub 0,001%/°C.

— Tensiunea nominală este de 1,0190 ± ± 0,0005 V, ajustabilă în limite de ± 0,5%.

— Rezistenţa internă este de circa 400 Ω.

În figura 9 este reprezentată variaţia tensiunii de ieşire U_2 în funcţie de tensiunea alternativă de alimentare U_1, iar în figura 10 este dată variaţia tensiunii de ieşire în funcţie de temperatura ambiantă.

Tensiunea de ieşire nu este influenţată sesizabil de variaţii de ± 2% ale frecvenţei tensiunii de alimentare, nu depinde practic de forma acestei tensiuni şi nu este influenţată de şocuri mecanice. Valoarea ei permanentă se stabileşte după maximum 2—3 min de la punerea în funcţiune a aparatului. Scurtcircuitarea bornelor de ieşire nu aduce nici un prejudiciu aparatului; după înlăturarea scurtcircuitului tensiunea de ieşire revine imediat la valoarea anterioară.

Într-o perioadă de aproximativ un an nu s-au constatat variaţii mai mari de 0,001—0,002% ale tensiunii de ieşire (la +20°C).

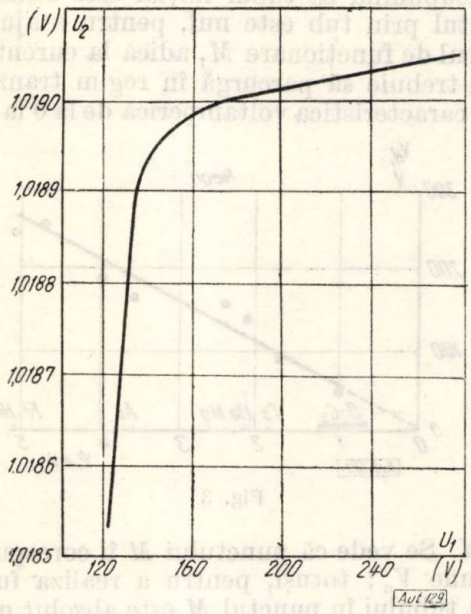


Fig. 9. Variaţia tensiunii stabilizate cu tensiunea de alimentare.

Avantajele mai importante ale sursei propuse, în raport cu elementul Weston, sînt următoarele:

a) aparatul este robust, insensibil la vibraţii şi şocuri;

b) are o durată de funcţionare practic nelimitată;

c) nu necesită nici o precauţie specială la manipulare;

d) are volum şi greutate reduse.

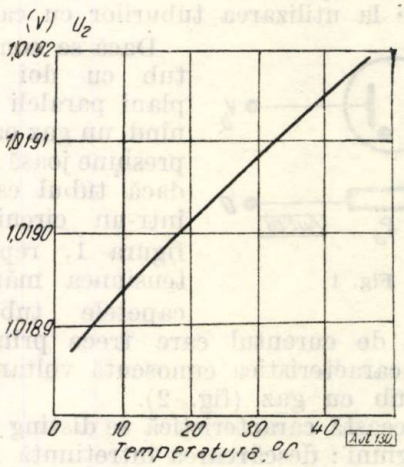


Fig. 10. Variaţia tensiunii stabilizate cu temperatura ambiantă.

Ca dezavantaje ale aparatului s-ar putea menţiona necesitatea alimentării exterioare şi un coeficient de temperatură mai mare decît al elementelor Weston nesaturate (dar mai mic decît al celor saturate).

Fiz. G. MUSA

Tuburi cu catod rece

Deşi cunoscute de mult timp, tuburile cu catod rece, utilizate iniţial ca lămpi de semnalizare sau stabilizatoare de tensiune, au început să aibă o largă răspîndire din perioada 1946—1948, cînd s-a dovedit pentru prima dată posibilitatea utilizării unor asemenea tuburi în circuite electronice complexe.

Tuburile cu catod rece reprezintă elemente electronice noi în curs de dezvoltare, lucru, de altfel, uşor de văzut din evoluţia literaturii de specialitate. Începînd din anii 1946—1948 s-au publicat articole şi s-au brevetat o serie de scheme de utilizare a tuburilor cu catod rece în circuite complexe. În 1946 a apărut în U.R.S.S. prima carte consacrată în exclusivitate tuburilor cu catod rece, iar în 1960, o a doua, actualmente fiind sub tipar o a treia carte de circa 400 pagini. În Occident, primele cărţi consacrate în exclusivitate tuburilor cu catod rece au apărut în 1963, respectiv în Anglia şi Franţa.

Astăzi, tuburile cu catod rece, datorită unor avantaje evidente pe care le prezintă, se realizează pe scară industrială într-o serie de ţări, existînd o producţie dezvoltată (U.R.S.S., Anglia, Franţa, Olanda).

Este interesant de menţionat că în Anglia există 5—6 firme producătoare de tuburi cu catod rece cu aproximativ 70 tipuri în fabricaţie.

De curînd (martie 1964) a avut loc primul simpozion internaţional de tuburi cu catod rece la Cambridge (Anglia), fapt care confirmă actualitatea problemei.

I. Generalităţi

Prin tuburi cu catod rece se vor înţelege numai tuburile unde trecerea curentului se realizează prin gazul ionizat aflat la presiune joasă. Se va considera că în funcţionare elec-

trozii nu se încălzesc la temperaturi care ar favoriza emisia termoelectronică, deci nu ne vom ocupa de tuburile cu descărcare în regim de arc.

Pentru înţelegerea problemelor care urmează să fie tratate se vor prezenta, pe scurt, unele chestiuni deja cunoscute de descărcări însă aplicate la utilizarea tuburilor cu catod rece.

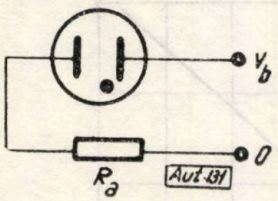


Fig. 1

Dacă se consideră un tub cu doi electrozi plani paraleli şi conţinînd un gaz oarecare la presiune joasă p, atunci, dacă tubul este inclus într-un circuit ca în figura 1, reprezentînd tensiunea măsurată la capetele tubului, în funcţie de curentul care trece prin tub, se obţine caracteristica cunoscută voltamperică a unui tub cu gaz (fig. 2).

Pe această caracteristică se disting următoarele regiuni: descărcarea întreţinută *1*, descărcarea Townsend *2*, regiunea de pantă negativă *3*, descărcarea luminescentă *4*, descărcarea luminescentă anormală *5*, descărcarea în regim de arc *6*.

În regiunea *1* curentul trece numai în prezenţa unui agent extern ionizant, de exemplu, o sursă de radiaţii radioactive sau raze X etc., adică trecerea curentului este asigurată de ionii şi electronii creaţi prin ionizări de către agenţii externi. Începînd cu regiunea *2*, descărcarea devine autonomă, adică la îndepărtarea agenţilor externi descărcarea nu se stinge, datorită faptului că pentru valori mai mari ale curentului de descărcare sarcinile electrice necesare pentru menţinerea descărcării sînt asigurate de ionizările în volumul gazului şi de electronii scoşi din catod de ionii incidenţi.

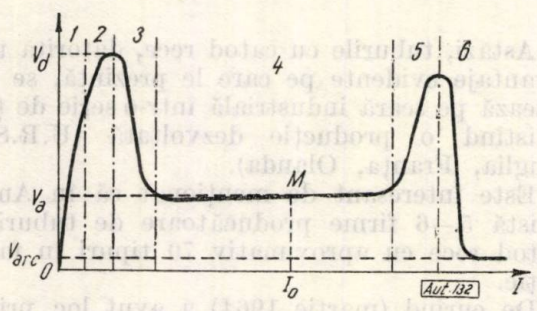


Fig. 2

Tuburile cu catod rece funcţionează, în general, în regim de descărcare luminescentă normală, adică dacă ne referim din nou la figura 2, într-un punct din regiunea *4*. După cum se vede din caracteristică, în această regiune tensiunea la capetele tubului rămîne aproape constantă la variaţii destul de mari de curent prin tub, proprietate, de altfel, utilizată la realizarea tuburilor stabilizatoare de tensiune. Această tensiune care se va nota cu V_a se numeşte tensiune de ardere.

Presupunînd că tubul iniţial este stins, deci curentul prin tub este nul, pentru a ajunge la punctul de funcţionare M, adică la curentul I_0, tubul trebuie să parcurgă în regim tranzitoriu toată caracteristica voltamperică de la 0 la punc-

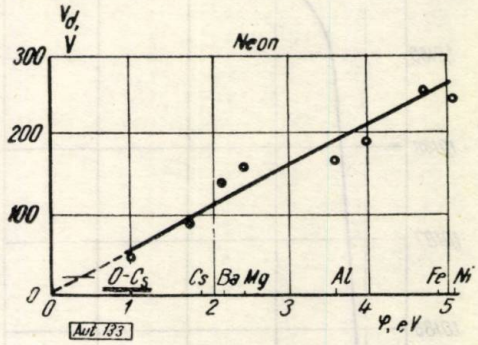


Fig. 3

tul M. Se vede că punctului M îi corespunde o tensiune V_a; totuşi, pentru a realiza funcţionarea tubului în punctul M este absolut necesar ca în regim tranzitoriu pe tub să se aplice tensiunea corespunzătoare regiunii *2*, adică V_d. Această valoare a tensiunii, necesară aprinderii tubului, se numeşte potenţial disruptiv sau tensiune de aprindere şi este un parametru important pentru tuburile cu catod rece.

Mărimile acestor doi parametri deosebit de importanţi pentru realizarea tuburilor cu catod rece depind de o serie de factori, ca natura şi presiunea gazului de umplere, geometria sistemului, materialul electrozilor etc. În general, se urmăreşte realizarea unor tuburi cu catod rece cu valori cît mai mici ale tensiunii de

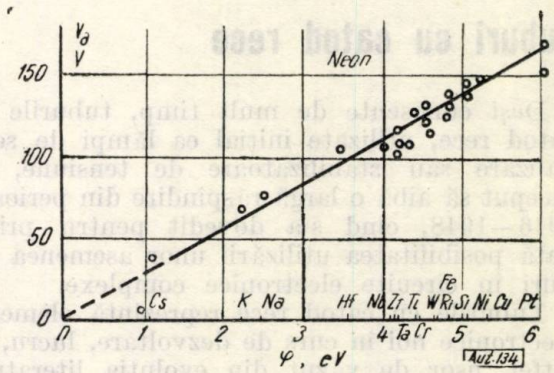


Fig. 4

aprindere şi tensiunii de ardere. În figurile 3 şi 4 se dau valorile acestor mărimi pentru diferite materiale utilizate ca electrozi în neon. După cum se vede, valorile cele mai mici se obţin pentru cesiu, material utilizat la tuburile sovietice MTX-90, cum şi la prototipurile realizate la Institutul de fizică — Bucureşti (φ — lucrul de ieşire al electrodului).

În afara parametrilor prezentaţi mai există un alt parametru important, şi anume durata de funcţionare a tubului. Prin durata de funcţionare a tubului se va înţelege timpul cît tubul cu catod rece funcţionează fără ca principalii săi parametri să se abată de la datele de catalog. Durata unui tub cu catod rece depinde, în cazul în care în fabricaţie factorii de ordin tehnologic au fost respectaţi, de curentul care trece prin tub. Cu cît curentul este mai mic, cu atît durata tubului este mai mare. Acest lucru se vede ilustrat în figura 5 unde se prezintă durata de funcţionare a tuburilor sovietice TX-1, în funcţie de curentul I prin tub.

În cazul utilizării tuburilor cu catod rece în circuite de frecvenţă mare de lucru sînt importanţi încă doi parametri, şi anume timpul de deionizare şi timpul de ionizare. Curentul prin tubul cu catod rece fiind asigurat de sarcinile electrice aflate în spaţiul dintre cei doi electrozi la oprirea tensiunii aplicate, aceste sarcini nu pot dispărea brusc, ci este

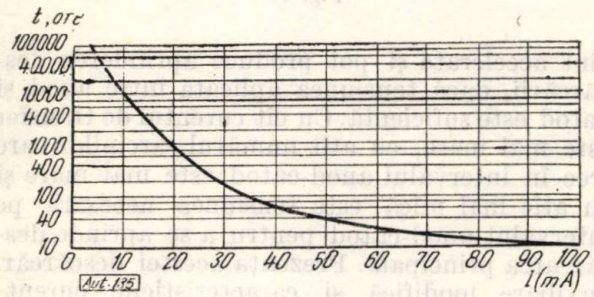


Fig. 5

necesar un anumit timp pentru neutralizarea lor, fie prin recombinări în volumul gazului între ioni şi electroni, fie prin neutralizarea la pereţii şi electrozii tubului. Timpul în care se face această neutralizare a sarcinilor se numeşte timp de deionizare şi depinde de natura gazului, de geometria tubului, de presiunea gazului şi de tensiunea rămasă pe electrozii tubului în timpul neutralizării.

Prin timp de ionizare se înţelege timpul care trece de la aplicarea tensiunii pe tub pînă la stabilizarea descărcării de regim în tub. Acest timp este determinat de două cauze, şi anume: a) timpul de întîrziere statistică a descărcării, care reprezintă timpul necesar de la aplicarea tensiunii pe tub pînă la ivirea condiţiilor favorabile pentru dezvoltarea descărcării adică apariţia de sarcini în poziţii favorabile în intervalul anod-catod, această întîrziere fiind de natură statistică; b) timpul de dezvoltare a descărcării, care reprezintă timpul necesar ca, existînd condiţiile favorabile pentru descărcare, descărcarea să se dezvolte pînă la atingerea stării staţionare. Dacă V_d este tensiunea de aprindere a tubului, atunci întîrzierea statistică depinde de valoarea $V = V_b - V_d$ unde V_b este tensiunea aplicată tubului împreună cu rezistenţa de limitare. Această dependenţă este ilustrată în figura 6 unde se arată dependenţa probabilităţii de aprindere a descărcării de valoarea V. Practic, se poate considera aprinderea instantanee pentru $V/V_b = 0{,}25$.

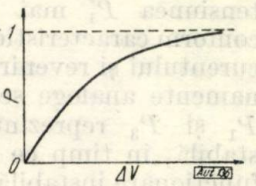


Fig. 6

O ilustrare a importanţei acestui timp este dată de următoarea experienţă: pentru a aprinde un tub cu neon cu impulsuri cu o durată mai mică decît 1μs (adică reducerea timpului de ionizare sub 1μs) sînt necesare impulsuri de 1 000 V faţă de 150—180 V cît este tensiunea de aprindere a unui astfel de tub.

În utilizarea tuburilor cu catod rece se folosesc mai multe metode pentru reducerea timpului de ionizare; dintre acestea cele mai utilizate sînt introducerea unei substanţe radioactive în tubul de descărcare sau menţinerea în tubul de descărcare a unei preionizări, adică a unei descărcări la curenţi foarte mici pentru a asigura sarcinile necesare dezvoltării descărcării.

Condiţiile de stabilitate a descărcării

Un tub cu descărcare în gaz nu poate fi conectat la tensiune fără un limitator de curent adecvat, deoarece din condiţiile de funcţionare rezultă că, o dată tubul aprins, curentul are tendinţa de a creşte pînă la distrugerea tubului (datorită temperaturilor mari atinse). Din acest motiv o schemă de utilizare a unui tub cu catod rece este ca în figura 1. Dacă se reprezintă caracteristica voltamperică pe de o parte şi pe de altă parte se consideră căderile de tensiune pe circuitul din figura 1:

$$V_b = V_a + R_a I \qquad (1)$$

sau

$$V_a = V_b - R_a I, \qquad (2)$$

atunci punctele de intersecţie ale dreptei de sarcină $V_a = f(I)$ dată mai sus cu caracteristica voltamperică vor reprezenta punctele posibile de funcţionare a tubului, aşa cum se vede în figura 7.

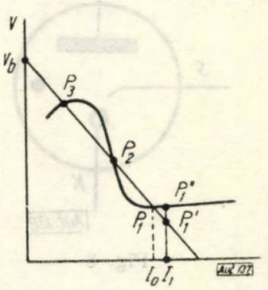


Fig. 7

Din figura 7 se vede că există trei puncte posibile de funcţionare: P_1, P_2 şi P_3. Pentru a determina punctele unde descărcarea funcţionează stabil se va considera o mică variaţie a curentului în jurul valorii corespunzătoare punctului considerat. Fie punctul P_1 de ana-

lizat. Dacă o variaţie întîmplătoare a condiţiilor duce la o creştere a curentului de la I_0 la I_1, atunci pe tub trebuie să cadă, conform caracteristicii voltamperice, tensiunea corespunzătoare punctului P_1''. Rezistenţa limitatoare face ca la curentul I_1 pe tub să rămînă tensiunea P_1' mai mică decît P_1'' necesară conform caracteristicii, ceea ce duce la scăderea curentului şi revenirea la punctul P_1. Din raţionamente analoge se poate deduce că punctele P_1 şi P_3 reprezintă puncte de funcţionare stabilă, în timp ce P_2 reprezintă un punct de funcţionare instabilă. P_3 este situat în regiunea de descărcare întreţinută, deci trecerea la acest punct în lipsa agenţilor ionizanţi este echivalentă cu stingerea descărcării.

Condiţia de stabilitate arătată se poate reda cu ajutorul relaţiei:

$$-\frac{dV}{dI} = R_a \qquad (3)$$

pentru punctul considerat, unde $\frac{dV}{dI}$ va fi tangenta la caracteristica voltamperică în acest punct.

II. Tiratroane cu catod rece

Tiratroanele cu catod rece prezintă realizări mai recente, cu scopul bine definit de a fi utilizate în circuite electronice de automatizări industriale, în telecomunicaţii sau în tehnica maşinilor de calcul.

Tiratroanele cu catod rece au, de obicei, trei electrozi: anod, catod şi starter (sau trigger), un tiratron cu catod rece fiind reprezentat în schemă convenţional ca în figura 8. Starterul este aşezat în apropierea catodului astfel ca tensiunea de aprindere a intervalului anod-catod să fie mult diferită (mai mare) decît cea a intervalului starter-catod.

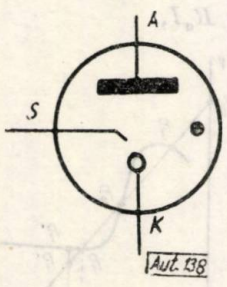


Fig. 8

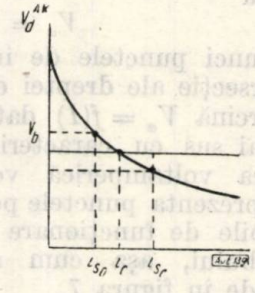


Fig. 9

Caracteristica cea mai importantă a unui asemenea tub este caracteristica de transfer, adică dependenţa tensiunii de aprindere V_d^{AK} a intervalului anod-catod de curentul care trece între starter şi catod denumit curent de transfer i_s.

În figura 9 se arată o asemenea caracteristică de transfer. Cu cît curentul de transfer este mai mare, cu atît tensiunea de aprindere a intervalului anod-catod este mai mică.

Această dependenţă se poate explica ţinînd seamă că parte din sarcinile care iau naştere în descărcarea auxiliară ce are loc între starter şi catod trec în intervalul anod-catod unde

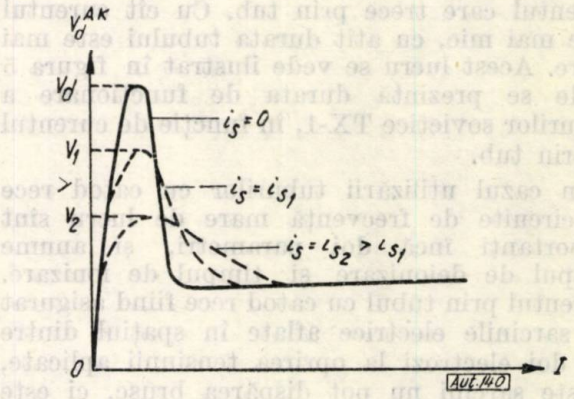


Fig. 10

sînt accelerate şi pot produce aprinderea descărcării, dacă tensiunea aplicată între anod şi catod este suficientă. Cu cît curentul de transfer este mai mare, cu atît numărul sarcinilor care trec în intervalul anod-catod este mai mare şi cu atît mai mică este tensiunea necesară pe intervalul anod-catod pentru a se aprinde descărcarea principală. Prezenţa acestei descărcări auxiliare modifică şi caracteristicile curent-tensiune ale intervalului principal anod-catod, aşa cum se vede în figura 10.

După cum se vede, se modifică numai tensiunea de aprindere şi nu şi tensiunea de ardere care rămîne aceeaşi datorită numărului neglijabil de sarcini ce intervin de la descărcarea auxiliară dintre starter şi catod, faţă de sarcinile existente în descărcarea principală (I_a curentul între anod şi catod este mult mai mare ca i_s).

Principiul de utilizare a tiratronului este arătat în schema din figura 11.

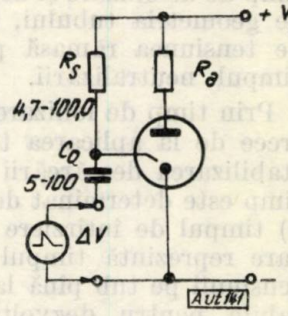


Fig. 11

Tensiunea de alimentare V_b este mai mare decît tensiunea de aprindere a intervalului starter-catod.

În acest caz, la aplicarea tensiunii pe intervalul starter-catod, trece un curent de transfer i_{s0} pe acest interval dat de relaţia:

$$i_{s0} = \frac{V_b - V_a^{SK}}{R_s}, \qquad (4)$$

unde V_a^{SK} reprezintă tensiunea de ardere a intervalului starter-catod. Tensiunea V_b şi rezistenţa R_g sînt astfel alese ca tensiunea de aprindere a intervalului anod-catod în prezenţa unei descărcări auxiliare cu un curent de transfer i_{s0} să fie mai mare decît V_b. După cum se vede din figura 9, la un curent de transfer i_c, denumit curent de comandă, descărcarea se aprinde pe intervalul principal anod-catod.

Deci :

$$i_{s0} < i_c. \tag{5}$$

Dacă acum pe intervalul starter-catod soseşte un impuls (aplicat între K şi S) prin intermediul condensatorului de trecere C, atunci are loc o creştere bruscă a curentului de transfer la o valoare i_{sc} mai mare decît i_c şi deci tensiunea V_b aplicată tubului este suficientă pentru a aprinde tubul. În acest caz pe intervalul anod-catod va trece un curent I_a dat de relaţia :

$$I_a = \frac{V_b - V_a^{AK}}{R_a}, \tag{6}$$

unde V_a^{AK} este căderea de tensiune pe intervalul anod-catod. R_a se alege astfel ca I_a să fie mai mic decît curentul maxim permis prin tub. Trecerea curentului I_a prin tub face ca la capetele rezistenţei R_a să apară o variaţie de tensiune mare, adică fiecare puls este recepţionat de circuitul amintit între K şi S şi este redat amplificat la capetele rezistenţei R_a.

Frecvenţa de lucru a tubului va fi determinată de timpul de deionizare, deoarece timpul de ionizare este redus datorită prezenţei descărcării auxiliare permanente între starter şi catod.

Din descrierea funcţionării tubului se vede că tuburile cu catod rece, în forma actuală, nu pot fi utilizate decît pentru scheme ce lucrează în impulsuri, deoarece, spre deosebire de grila de la tuburile electronice, starterul poate comanda numai aprinderea tubului (trecerea curentului), după care numai are nici o influenţă asupra descărcării, pentru stingerea descărcării fiind necesară scăderea tensiunii între anod şi catod.

Deoarece în unele scheme se utilizează stingerea descărcării şi pe intervalul starter-catod, deci dispare descărcarea auxiliară, devine important timpul de ionizare şi pentru micşorarea ei se utilizează tuburi tetrode sau pentode unde electrozii suplimentari sînt folosiţi pentru menţinerea unei descărcări auxiliare permanente. Introducerea de electrozi suplimentari îngreuiază condiţiile impuse schemelor utilizate datorită unui număr mai mare de electrozi între care pot apărea descărcări nedorite.

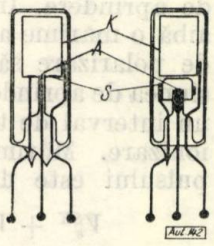


Fig. 12

În descrierea funcţionării tuburilor au intervenit o serie de parametri importanţi pentru definirea calităţilor tuburilor. Dăm mai jos principalele caracteristici ale tuburilor cu catod rece realizate de diferite firme producătoare din diferite ţări, cum şi construcţia tiratronului prototip I.F.B. (fig. 12).

Tabela 1

Caracteristicile principale ale unor tiratroane cu catod rece produse în diferite ţări

Caracteristica		U.R.S.S. MTX-90	R.S.C. 10 TC 9	OLANDA OL 5823	ANGLIA Z 900 T	R.P.R. Prototip realizat la I.F.B.
Tensiunea de aprindere anod-catod	V_d^{AK}	150—320	205	200—390	210—370	150—320
Tensiunea de ardere anod-catod	V_a^{AK}	45— 63	70	62— 85	62	46— 63
Tensiunea de aprindere starter-catod	V_d^{SK}	65— 83	89	73—105	73—105	77— 85
Tensiunea de ardere starter-catod	V_a^{SK}	35— 50	—	61	61	35— 50
Tensiunea de aprindere anod-starter	V_d^{SA}	150—285	—	—	—	150—285
Curent de comandă, μA	i_c	3— 60	50	50—160	50—160	3— 60
Curent anodic maxim, mA	I	20	4—8	8	8	20
Timp de deionizare, μs	τ_D	100—700	—	500	500	100—700
Diametrul balonului	Φ	10— 12	16,5	19	19	19
Lungimea balonului	L	28— 32	38	47,6	48	48

În afară de schema de bază prezentată mai înainte se mai pot utiliza şi următoarele scheme (fig. 13, 14, 15).

Pe starter se aplică o tensiune de polarizare V_s^{SK}, care menţine potenţialul starterului la un potenţial ridicat, dar sub valoarea tensiunii

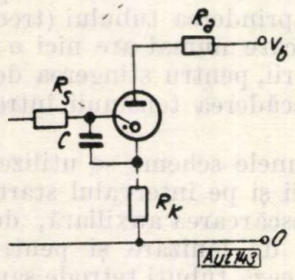


Fig. 13

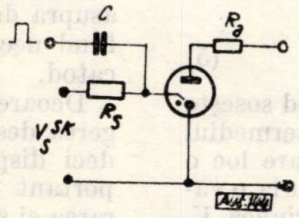


Fig. 14

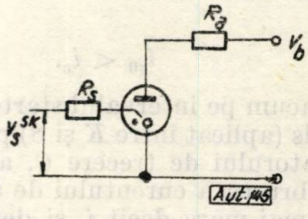


Fig. 15

de aprindere. Impulsul care soseşte trebuie să aibă o mărime astfel ca împreună cu tensiunea de polarizare să rămînă mai mare decît tensiunea de aprindere a intervalului starter-catod, un interval de timp mai mare decît timpul de ionizare. Mărimea necesară pentru valoarea pulsului este dată de relaţia:

$$V_s^{SK} + V_{impuls} \geqslant V_d^{SK}\ (1 + 0{,}2),$$

unde 0,2 este un factor corectiv pentru comportarea dinamică.

Aprinderea se poate realiza, de asemenea, coborînd tensiunea aplicată pe catod (fig. 16).

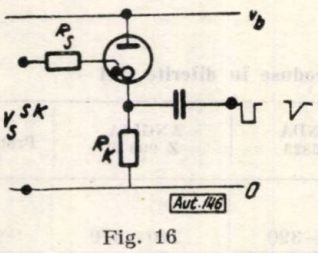


Fig. 16

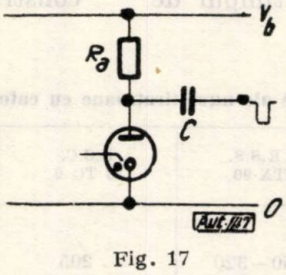


Fig. 17

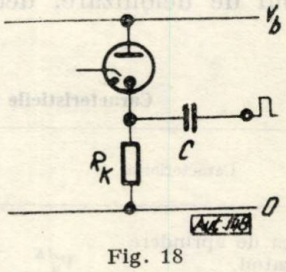


Fig. 18

Extincţia tubului

Aşa cum s-a menţionat, stingerea tubului nu se poate comanda de la starter, ci numai scăzînd tensiunea pe intervalul anod-catod sub valoarea tensiunii de funcţionare V_a pe o perioadă de timp mai mare decît timpul de deionizare. Comanda extincţiei se poate realiza fie scăzînd potenţialul anodului ca în figura 17, fie crescînd potenţialul catodului ca în figura 18.

Scheme de utilizare

După principiile generale de utilizare a tiratroanelor cu catod rece, să considerăm cîteva scheme de bază cu tuburi cu catod rece, care sînt elemente constitutive pentru circuitele electronice.

Circuit basculant bistabil

Prin circuit basculant bistabil se înţelege un circuit care are două poziţii stabile de funcţionare. În figura 19 se arată un circuit basculant bistabil cu două tuburi cu cuplaj capacitiv.

Circuitul din figura 19 are două poziţii stabile de funcţionare, respectiv tubul T_1 aprins şi T_2 stins şi a doua poziţie de funcţionare, tubul T_2 stins şi tubul T_1 aprins.

Să presupunem că tubul T_1 este aprins şi tubul T_2 stins. Potenţialul punctului M este V_{aM}^{AK}, adică tensiunea de ardere la capetele tubului T_1, în timp ce potenţialul punctului N este V_b, deoarece este stins, iar prin C nu poate trece curent. Deci condensatorul este încărcat la o diferenţă de potenţial a punctelor M şi N, deci $V_b - V_{aM}^{AK}$. Dacă se aprinde tubul T_2 datorită unui puls pe starter, atunci tensiunea la capetele tubului T_1 scade datorită capacităţii de cuplaj C, care se aplică prin intermediul tubului T_2, tubului T_1, la valoarea $V_{aM}^{AK} - (V_b - V_{aM}^{AK})$, ceea ce duce la stingerea tubului, potenţialul punctului M crescînd exponenţial pe măsura încărcării capacităţii C la valoarea V_b.

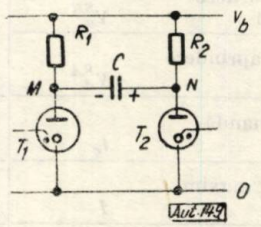


Fig. 19

În figura 20 se arată variaţia în timp a potenţialelor punctelor M şi N.

Un circuit analog, adică basculant bistabil, este arătat în figura 21 unde însă cuplajul este

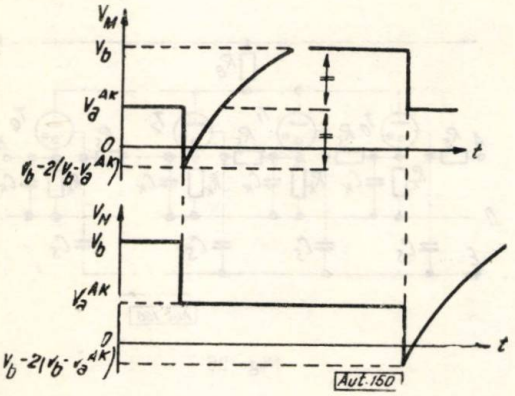


Fig. 20

rezistiv. Cele două tuburi T_1 şi T_2 sînt cuplate prin intermediul rezistenţei de cuplaj R_a. Dacă, iniţial, tubul T_1 este aprins, iar T_2, stins, atunci prin T_1 trece un curent:

$$I_K = \frac{V_b - V_a^{AK}}{R_a + R_K}. \qquad (7)$$

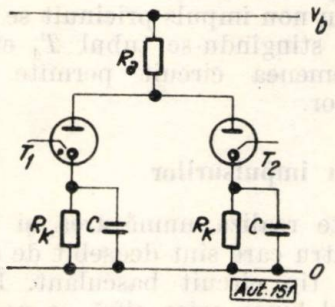


Fig. 21

Condensatorul C se încarcă, în acest caz, la tensiunea $V_K = R_K I_K$. În momentul cînd se aplică un puls la starterele tuburilor T_1 şi T_2 se aprinde tubul T_2, ceea ce duce, datorită condensatorului C încărcat la tensiunea V_K, la scăderea tensiunii pe tubul T_1 subtensiunea de funcţionare şi tubul T_1 se stinge.

Circuit basculant monostabil

Este un circuit care poate avea două moduri de funcţionare, din care însă numai un mod este stabil. Un asemenea circuit este arătat în figura 22.

Rezistenţele R_1 şi R_2 sînt astfel alese încît tensiunea de polarizare a tubului T_1 să fie sub valoarea tensiunii de aprindere a intervalului starter-catod V_a^{SK}, în timp ce R_3 şi R_4 sînt astfel alese încît tensiunea pe starterul tubului T_2 să fie suficientă pentru a aprinde tubul T_2, astfel că starea stabilă corespunde la modul de funcţionare T_2 aprins, T_1 stins. În momentul sosirii unui impuls prin condensatorul de trecere C_s se aprinde tubul T_1, ceea ce duce, datorită cuplajului capacitiv dintre cele două tuburi, la stingerea lui T_2, în acelaşi timp scăzînd şi potenţialul punctului P datorită descărcării condensatorului C, ceea ce duce la scăderea potenţialului starterului.

După ce punctul P îşi recapătă potenţialul necesar aprinderii tubului T_2, acesta se aprinde şi, datorită cuplajului capacitiv C_0, stinge tubul T_1.

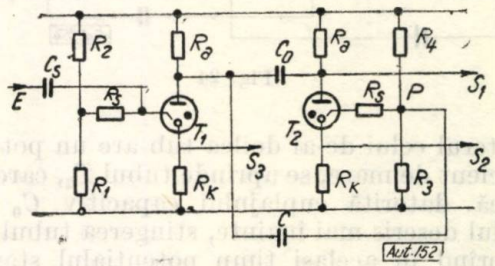


Fig. 22

În figura 23 se arată tensiunile culese în punctele S_1, S_2 şi S_3 în urma sosirii impulsului E. Forma impulsurilor la sosire nu depinde de forma impulsului de comandă. Din acest punct de vedere circuitul de mai sus poate funcţiona şi drept conformator.

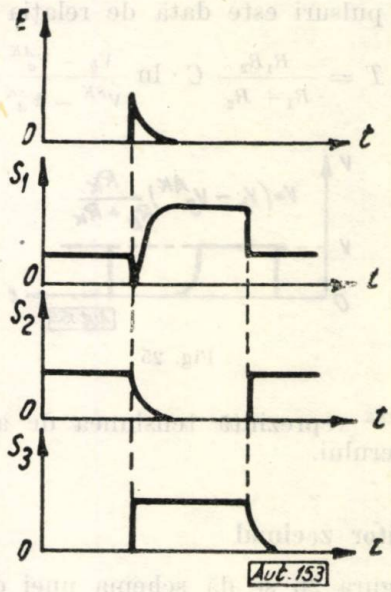


Fig. 23

Circuit basculant astabil (simetric)

Un asemenea circuit nu are nici una din poziţii stabilă şi circuitul basculează în continuu între două stări de funcţionare.

Starterele celor două tuburi sînt polarizate astfel încît tensiunile pe starter să fie suficiente pentru aprinderea tubului (fig. 24).

În momentul aplicării tensiunii de alimentare V_b se aprinde unul din tuburi T_1. Deoarece

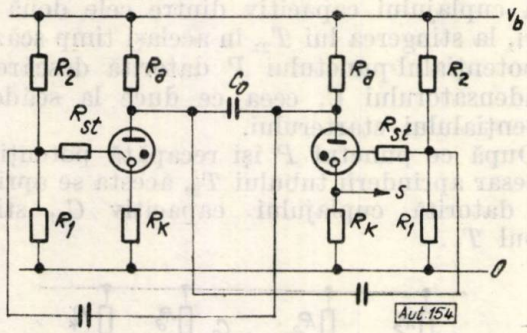


Fig. 24

starterul celui de-al doilea tub are un potenţial suficient de mare, se aprinde tubul T_2, care provoacă, datorită cuplajului capacitiv C_0 după modul descris mai înainte, stingerea tubului T_1, coborînd în acelaşi timp potenţialul starterului datorită condensatorului C. După un timp determinat de elementele circuitului, potenţialul starterului tubului T_1 îşi reia valoarea superioară tensiunii de polarizare şi se aprinde tubul T_1, provocînd în acelaşi timp stingerea tubului T_2 datorită cuplajului capacitiv al celor două tuburi.

Forma pulsurilor dreptunghiulare generate la punctul S este arătată în figura 25, iar perioada acestor pulsuri este dată de relaţia:

$$T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \cdot \ln \frac{V_b - V_a^{AK}}{V^{SK} - V_d^{SK}}, \qquad (8)$$

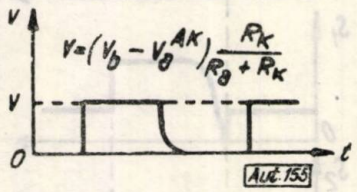


Fig. 25

unde V^{SK} reprezintă tensiunea de alimentare a starterului.

Numărător zecimal

În figura 26 se dă schema unei decade de numărare, care are 10 tuburi, reprezentînd cifrele 0 la 9. În momentul iniţial este aprins tubul T_0. La sosirea unui impuls se stinge tubul T_0 şi se aprinde tubul T_1 şi aşa mai departe pînă la tubul T_9, care reprezintă cifra 9. La un nou impuls se stinge tubul T_9 şi se aprinde atît tubul T_0, cît şi al doilea tub din decada următoare, care reprezintă cifra 10. Modul de funcţionare se poate vedea din figura 26.

Cele 10 tuburi ale decadei sînt cuplate rezistiv. Să se presupună că la momentul iniţial tubul T_0 este aprins. Starterul tubului T_1 este

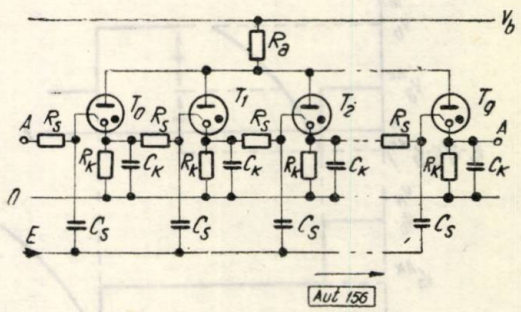


Fig. 26

polarizat datorită faptului că curentul care trece prin tubul T_0 provoacă o cădere de tensiune pe rezistenţa R_K. La sosirea unui impuls E acest impuls se aplică tuturor tuburilor, dar numai tubul T_1 se poate aprinde, deoarece numai starterul acestui tub este polarizat, adică are o tensiune suficientă ca împreună cu impulsul primit să provoace aprinderea tubului T_1. Tubul T_1 fiind însă cuplat rezistiv cu tubul T_0 provoacă stingerea acestuia. O dată tubul aprins se polarizează starterul tubului T_2, astfel că la un nou impuls pricinuit se va aprinde tubul T_3, stingîndu-se tubul T_4 etc.

Un asemenea circuit permite numărarea impulsurilor.

Numărarea impulsurilor

Se poate realiza numărarea şi în sistemul binar, pentru care sînt deosebit de avantajoase montajele tip circuit basculant. Într-adevăr, în sistemul binar orice cifră se poate scrie în baza 2 sub forma:

$$a_2 2^n + a_1 2^{n-1} + a_2 2^{n-2} + \ldots + a_n 2^0.$$

În acest caz citirea numărului se face prin coeficienţii puterilor lui 2, adică numărul scris explicit mai sus va fi scris:

$$a_0\, a_1\, a_2 \ldots a_n;$$

astfel pentru exemplificare se dau corespondentele cîtorva cifre din sistemul zecimal în sistemul binar:

0...0000	4...0100	8...1000
1...0001	5...0101	9...1001
2...0010	6...0110	10...1010
3...0011	7...0111	11...1011

Observăm că pentru scrierea în sistemul binar utilizăm numai două cifre 0 şi 1, care cu un tub cu catod rece pot fi uşor reprezentate prin

cele două stări pe care le poate lua tubul respectiv stins şi aprins. Mai observăm că la adăugarea unei unităţi (care se adaugă la ultima cifră) dacă avem ultima cifră 0 se pune în loc 1, iar dacă avem 1 obţinem 0 şi se adaugă 1 la următoarea unitate, care la rîndul ei poate fi 0 sau 1 şi se procedează la fel ca mai înainte.

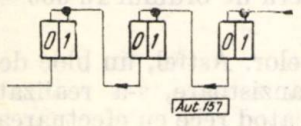


Fig. 27

Modul de utilizare a circuitelor basculante bistabile pentru numărarea în sistemul binar este arătat schematic în figura 27.

Numai unul dintre tuburile circuitului basculant este reprezentativ, celălalt tub fiind utilizat pentru stingerea tubului amintit. (Este necesar pentru realizarea circuitului basculant).

În figura 27 tuburile din stînga sînt reprezentative. Notaţia „0" corespunde stării tub stins, iar „1" la tub aprins. La sosirea unui impuls se aprinde tubul 0 şi se stinge tubul 1 de la primul circuit basculant, deci avem 0001. La sosirea unui al doilea impuls, acesta aprinde „0" de la al doilea circuit basculant şi în acelaşi timp stinge tubul semnificativ de la primul circuit basculant, deci avem 0010 şi aşa mai departe.

Modul de utilizare a circuitului basculant este arătat în figura 28.

Tubul T_0 este tubul semnificativ reprezentînd cifrele 0 şi 1, respectiv cînd este stins sau aprins, T_1 fiind un tub ajutător de cuplaj rezistiv anodic.

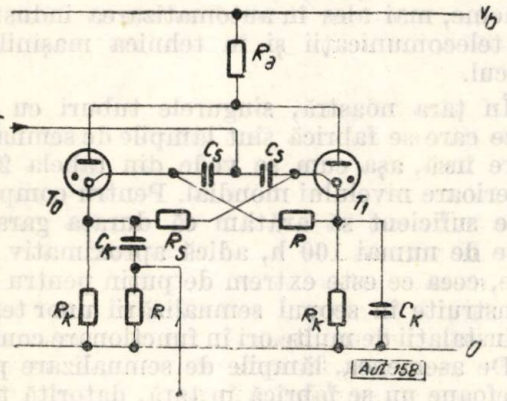


Fig. 28

La sosirea unui semnal E se aprinde tubul T_0, ceea ce duce la stingerea tubului T_1 datorită cuplajului anodic rezistiv. La sosirea unui nou puls se aprinde tubul T_1 şi se stinge tubul T_0, dînd în acelaşi timp un puls de tensiune pe rezistenţa R care comandă circuitul basculant superior.

Scheme pentru funcţiuni logice

Tuburile cu catod rece pot fi utilizate cu succes şi la realizarea schemelor logice, ţinînd seamă că o propoziţie logică poate avea numai două semnificaţii reprezentate prin 0 sau 1, care pot fi realizate uşor de un tiratron cu catod rece prin stările stins sau, respectiv, aprins. Înainte de a considera schemele logice să vedem funcţiunile logice „şi" şi „sau".

I — Funcţiunea „şi"

Propoziţia „a"	Propoziţia „b"	Concluzia
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

II — Funcţiunea „sau" inclusiv

Propoziţia „a"	Propoziţia „b"	Concluzia
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

În figura 29 se arată un mod de realizare a funcţiunii logice „şi". Schema este astfel realizată încît tensiunea aplicată starterului depăşeşte valoarea necesară aprinderii tubului numai cînd cele două impulsuri E_1 şi E_2, corespunzînd propoziţiilor „a", respectiv „b", cad simultan pe starter. La aprinderea tubului în S se culege un impuls care corespunde concluziei. În figura 30 se arată forma şi dispoziţia în timp a impulsurilor.

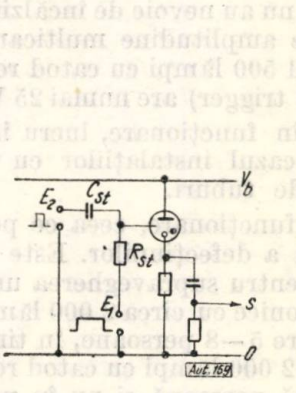


Fig. 29

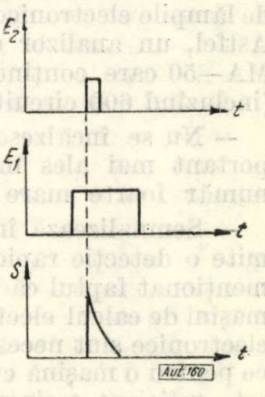


Fig. 30

În figura 31 se arată un mod de realizare a unui circuit „sau" inclusiv. Elementele R_1 şi C sînt astfel dimensionate încît fiecare tub este cu autoextincţie. Sosirea unui impuls E_1 sau E_2, indiferent situate în timp, provoacă aprinderea tubului corespunzător, aprindere ce

dă naştere unui puls în S; tuburile aprinse se autosting. Desigur, utilizările tiratroanelor cu catod rece nu se limitează numai la cele cîteva exemple care au fost date. Mai amintim, de

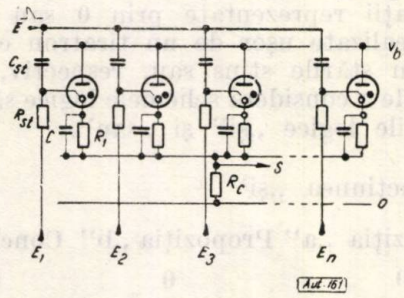


Fig. 31

exemplu, utilizarea lor ca matrice de memorie, realizarea de programatoare, retardatoare de impuls etc.

Avantajele tuburilor cu catod rece

— Preţ de cost redus din cauza numărului mic de repere, 6 repere faţă de 40—50 la lămpile electronice, avînd o tehnologie de fabricaţie mult mai simplă în comparaţie cu semiconductorii (nu necesită materiale deficitare).

Este suficient să amintim că un tub analog cu asemenea tuburi produs în ţară este şi tubul starter pentru lămpile fluorescente. Costul unei asemenea lămpi împreună cu condensatorul de extincţie şi cu caseta este de numai 4 lei, faţă de preţul unui tub electronic sau tranzistor, care este de ordinul a 50 lei.

— Sînt economice, deoarece, spre deosebire de lămpile electronice, nu au nevoie de încălzire. Astfel, un analizor de amplitudine multicanal MA—50 care conţine 1 500 lămpi cu catod rece (incluzînd 600 circuite trigger) are numai 25 W.

— Nu se încălzesc în funcţionare, lucru important mai ales în cazul instalaţiilor cu un număr foarte mare de tuburi.

— Semnalizează în funcţionare, ceea ce permite o detecţie rapidă a defecţiunilor. Este de menţionat faptul că pentru supravegherea unei maşini de calcul electronice cu circa 2 000 lămpi electronice sînt necesare 5—8 persoane, în timp ce pentru o maşină cu 2 000 lămpi cu catod rece este suficient o singură persoană şi nu în permanenţă.

— Permit comanda pe impedanţe de intrare foarte mari. Acest lucru permite mai ales realizarea unor circuite de automatizare cu inducţie foarte convenabile, cu contacte foarte fine sau pe materiale aproape izolante. De asemenea, se pot asocia cu releele electromagnetice, permiţînd acţionarea unui releu care are un curent de acţionare de ordinul mA, cu un curent de ordinul 10 μA.

— Rezistă la supratensionări.

— Sînt robuste la acţiuni mecanice.

— Au un domeniu de lucru larg de temperaturi (de la —60 pînă la +75°C).

— Au stabilitate mare în lucru.

— Durata mare de lucru de ordinul 10 000 — 100 000 h.

— Simplitatea circuitelor. Astfel, un bloc de calcul cu 1 200 de tranzistoare, s-a realizat numai cu 400 lămpi cu catod rece cu efectuarea aceloraşi funcţiuni. În plus s-a simplificat şi semnalizarea. Acest lucru este posibil datorită caracteristicii complexe a lămpilor de descărcare.

— Datorită faptului că semnalul de ieşire este identic, nu este necesară micşorarea amplitudinii cu creşterea numărului de cascade şi nici nu amplifică eventualele zgomote.

— Posibilitatea de alimentare directă de la reţea.

— Are posibilitatea de autoreglare şi de stabilizare în unele regimuri de lucru.

Dezavantaje

— Domeniul de utilizare limitat (numai în tehnica impulsurilor).

— Tipurile uzuale pot lucra numai pînă la frecvenţa de ordinul zecilor de kHz.

— Proiectarea anevoioasă din cauza caracteristicilor complexe de comportare.

— Lipsa (deocamdată) a documentării.

III. Concluzii

Datorită avantajelor deosebite pe care le prezintă, tuburile cu catod rece sînt deosebit de convenabile pentru realizarea unei serii de scheme, mai ales în automatizarea industrială, în telecomunicaţii şi în tehnica maşinilor de calcul.

În ţara noastră, singurele tuburi cu catod rece care se fabrică sînt lămpile de semnalizare care însă, aşa cum se vede din tabela 2, sînt inferioare nivelului mondial. Pentru comparaţie este suficient să arătăm că durata garantată este de numai 100 h, adică aproximativ patru zile, ceea ce este extrem de puţin pentru lămpi construite în scopul semnalizării unor tensiuni la instalaţii de multe ori în funcţionare continuă.

De asemenea, lămpile de semnalizare pentru telefoane nu se fabrică în ţară, datorită tensiunilor joase de alimentare utilizate. Deoarece tranzistoarele se produc în ţară şi automatizarea se realizează utilizînd circuite tranzistorizate a căror alimentare este de 48 V curent continuu, semnalizarea deosebit de necesară în asemenea circuite se poate realiza cu diode care au, dacă nu tensiunea de aprindere, cel puţin tensiunea de funcţionare sub 48 V.

Ţinînd seamă de aceste considerente, la Institutul de fizică al Academiei R.P.R. s-au ini-

Tabela 2

Caracteristicile principale ale unor diode

Caracteristici	TIP							
	U.R.S.S.		S.U.A.		R.D.G.	R.P.R.		
	MH 3	MH 6a	NE 3	NE 81	ER 16–01	MN 5	So 6	I.F.B. prototip
V_d	48–50	55	55–90	64–80	100	140	140	80
I_{max}, mA	1	0,8	3	3	0,25	—	—	0,5
l_{max}, mm	15	6,8	6	6	7	10	7	7
Lungimea, mm	35	28	23	25	25	34	34	28
V_a	—	—	55	50–60	—	—	—	45
Durata, h	—	—	15 000	2 000	—	100	100	1 000

ţiat cercetări privind realizarea unor diode cu tensiuni de aprindere şi funcţionare mult mai joase decît ale celor actuale şi cu o durată de funcţionare cel puţin de 1 000 h. Rezultatele obţinute pînă în prezent sînt la un nivel mondial, diodele putînd funcţiona la 48 V cu o rezistenţă de limitare adecvată în serie.

De asemenea, datorită avantajelor deosebite pe care le prezintă triodele cu catod rece, la Institutul de fizică a început din anul 1963 studiul realizării unor tiratroane cu catod rece cu trei electrozi cu parametrii apropiaţi de tiratronul sovietic MTX-90. În 1964 colectivul condus de acad. E. Bădărău a realizat triodele cu caracteristici la nivel mondial şi cu parametrii apropiaţi de parametrii tuburilor sovietice. Protocolul cuprinzînd tehnologia de realizare a acestor tuburi a fost predat Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini.

BIBLIOGRAFIE

[1] Korablev, L. N. *Primenenie gazovovo razriada v impulsnoi tehnike.* In : Dokladi Akademii Nauk U.R.S.S., nr. 2, 1948, p. 215.
Brevet U.R.S.S., 1948 : 87.417, 87.418, 87.399, 87.398, 88.730.

[2] Korablev, L. N. *Novie primenenie lampi s holodnim catodom v impulsnoi aparature, 1956.*

[3] Korablev, L. N. *Lampi s holodnim catodom.* Moscova, 1960.

[4] Acton, J. R. şi Swift, J. D. *Cold Cathode Discharge Tubes.* Londra, Heywood, 1963.

[5] Durand, M. *Les thyratrons à cathode froide.* Paris, Dunod, 1963.

[6] Bădărău, E. *Fizica descărcărilor în gaze.* Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1957.

[7] Lemaigre Voreaux, P. *Thèse Université de Lyon,* 1963.

[8] Bădărău, E. şi Popescu, I. *Gaze ionizate — Procese fundamentale.* Editura Tehnică, 1963.

[9] Bădărău, E. şi Popescu I. *Gaze ionizate — Descărcări electrice în gaze.* Editura Tehnică, 1965.

Ing. T. BĂJENESCU

Amplificatoare operaţionale magnetice

În ultimii ani, atenţia specialiştilor şi cercetătorilor din domeniul calculatoarelor analogice s-a îndreptat spre studierea şi construirea unor noi calculatoare, bazate pe principii noi, în dorinţa de a realiza maşini electronice de calcul cu performanţe ridicate, stabile, robuste şi sigure în exploatare, la care o parte din neajunsurile calculatoarelor clasice să fie eliminate [5], [6]. Pe această linie de cercetare se înscriu şi recentele realizări în domeniul amplificatoarelor operaţionale magnetice ale unor oameni de ştiinţă japonezi [1]—[4].

Pornind de la constatarea că amplificatoarele operaţionale cu tuburi electronice sau tranzistoare au — în general — performanţe nestabile, derivă mare, putere de ieşire limitată la valori mici şi elemente constitutive relativ fragile, cercetătorii japonezi au căutat şi au reuşit să realizeze nişte amplificatoare operaţionale robuste, care să lucreze stabil o lungă perioadă de timp şi să poată debita o putere importantă. Acestea sînt amplificatoarele operaţionale magnetice; ele nu sînt afectate de variaţiile sarcinii şi ale tensiunii sursei de alimentare datorită faptului că amplificatoarele magnetice folosesc curentul drept element de analogie. Realizatorii lor propun o nouă metodă pentru a exprima caracteristicile unui amplificator magnetic şi demonstrează că trei elemente sînt suficiente pentru a găsi expresia caracteristicilor amplificatorului care sînt : factorul de amplificare în curent (μ), rezistenţa internă (r_i) şi rezistenţa mutuală (R_m).

Amplificatorul operaţional cu analogie de curent

Se ştie că, în general, impedanţa de intrare a unui amplificator de curent trebuie să fie mică, iar impedanţa de ieşire suficient de mare. Totuşi, impedanţa de intrare a unui amplificator magnetic nu este totdeauna mică şi are o componentă inductivă importantă ; impedanţa lui de ieşire este mică, iar curentul de ieşire este afectat direct de impedanţa de sarcină şi de tensiunea sursei de alimentare. Aşadar este foarte dificil să folosim un amplificator magnetic ca amplificator de curent şi nu va fi uşor să se construiască un amplificator cu mai multe etaje, chiar dacă se neglijează caracteristicile lui bilaterale.

Pentru a învinge dificultăţile, K. Kurokawa introduce o reacţie pozitivă de curent (v. anexa) şi obţine amplificatoare magnetice cu impedanţă de intrare mică şi impedanţă de ieşire mare, pe care le numeşte *amplificatoare operaţionale magnetice.*

Configuraţia unui asemenea amplificator este arătată în figura 1, unde s-a notat: Z_i impedanţa de intrare, Z_r impedanţa de reacţie, Z_s impedanţa de sarcină, r rezistenţa înfăşurării de comandă a amplificatorului magnetic şi A_i cîştigul de curent al amplificatorului operaţional.

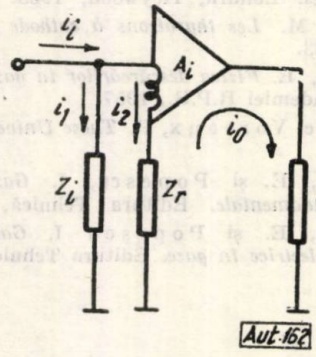


Fig. 1. Configuraţia unui amplificator operaţional cu analogie de curent.

Aplicînd a doua lege a lui Kirchhoff circuitului din figura 1, obţinem :

$$i_1 + i_2 = i_i, \tag{1}$$

$$i_1 Z_i - i_2 (r + Z_r) = - i_0 Z_r, \tag{2}$$

$$i_2 = - \frac{i_0}{A_i}. \tag{3}$$

Eliminînd i_1 şi i_2 din aceste ecuaţii se obţine :

$$i_0 = - \frac{1}{1 + \frac{1}{A_i}\left(1 + \frac{Z_i + r}{Z_r}\right)} \cdot \frac{Z_i}{Z_r}\, i_i. \tag{4}$$

Dacă A_i este suficient de mare, atunci se poate scrie :

$$i_0 \simeq \frac{Z_i}{Z_r}\, i_i \tag{4'}$$

comiţînd o eroare

$$\varepsilon \approx \frac{1}{A_i}\left(1 + \frac{Z_i + r}{Z_r}\right) 100\%. \tag{5}$$

Cît priveşte cîştigul de curent A_i, el este afectat inevitabil de valoarea sarcinii, de nivelul de intrare şi impedanţele de reacţie, însă variaţia curentului de ieşire poate fi luată uzual în interiorul plajei de erori dată de relaţia (5).

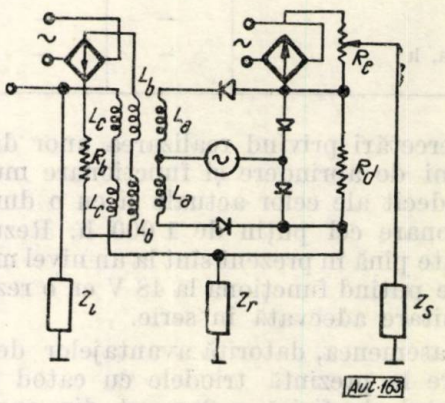


Fig. 2. Schema de principiu a unui amplificator operaţional magnetic.

Schema de principiu a amplificatoarelor operaţionale magnetice experimentate este dată în figura 2.

Parametrii reprezentativi ai unui amplificator magnetic

În funcţie de curenţii de intrare şi ieşire şi de sursa de tensiune alternativă E, caracteristicile de performanţă ale unui amplificator magnetic pot fi reprezentate prin circuitul echivalent din figura 3, unde s-a notat : I_s curentul în sarcină, I_c curentul de comandă şi U_b căderea de tensiune pe bobină*.

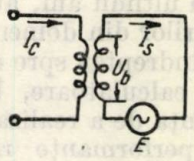


Fig. 3. Circuitul echivalent al unui amplificator magnetic lucrînd în gol.

În general :

$$I_s = f\ (I_c,\ U_b), \tag{6}$$

* Toate simbolurile reprezintă valorile medii ale mărimilor respective.

iar variaţiile mici de curent în sarcină sînt date de relaţia :

$$dI_s = \left(\frac{\partial f}{\partial I_c}\right)_{U_b=\text{const.}} dI_c + \left(\frac{\partial f}{\partial U_b}\right)_{I_c=\text{const.}} dU_b. \quad (7)$$

Dacă se notează :

$$\left.\begin{aligned} \mu &= \left(\frac{\partial I_s}{\partial I_c}\right)_{U_b=\text{const.}} \\ \frac{1}{r_i} &= \left(\frac{\partial I_s}{\partial U_b}\right)_{I_c=\text{const.}} \end{aligned}\right\} \quad (8)$$

şi

$$\Re_m = \mu \cdot r_i = \left(\frac{\partial U_b}{\partial I_c}\right)_{I_s=\text{const.}}, \quad (9)$$

substituind rezultă

$$dI_s = \mu\, dI_c + \frac{1}{r_i}\, dU_b. \quad (7')$$

După cum se observă, caracteristicile unui amplificator magnetic pot fi exprimate prin trei constante de bază, întocmai ca în cazul amplificatoarelor cu tuburi electronice.

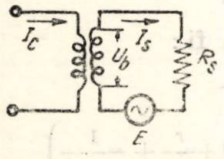


Fig. 4. Circuitul echivalent al amplificatorului magnetic în sarcină.

Aplicînd acest rezultat la un circuit clasă *A* cu sarcină rezistivă (fig. 4), se poate scrie :

$$U_b = E - I_s R_s. \quad (10)$$

Dacă E = constant, atunci :

$$dU_b = -R_s\, dI_s. \quad (11)$$

Substituind relaţia (11) în ecuaţia (7') se obţine :

$$dI_s = \frac{r_i}{R_s + r_i}\, \mu\, dI_c. \quad (12)$$

Relaţia reprezintă un circuit echivalent format dintr-o sursă de curent constant μdI_c şi două rezistenţe în paralel r_i şi R_s (fig. 5).

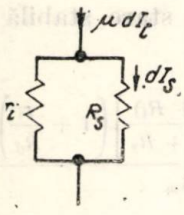


Fig. 5. Circuitul echivalent de curent constant.

Ţinînd seamă de ecuaţia (9), relaţia (12) devine :

$$dI_s = \frac{1}{R_s + r_i}\, \Re_m\, dI_c, \quad (13)$$

obţinînd astfel un alt circuit echivalent în care o sursă de tensiune $\Re_m\, dI_c$ şi rezistenţele r_i şi R_s sînt conectate în serie (fig. 6).

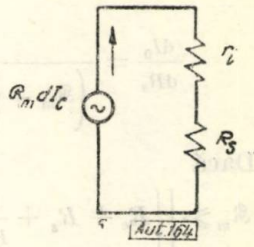


Fig. 6. Circuitul echivalent de tensiune constantă.

În ceea ce priveşte detaliile constructive, în tabela 1 sînt date unele elemente de construcţie ale miezului şi înfăşurărilor de control, auxiliară şi de ieşire, precum şi valorile lui μ, r_i şi $\Re_m$ măsurate experimental.

Tabela 1

Dimensiunile miezului de fier	10 × 60 × 80 mm
Înfăşurările (sîrmă cu diametrul de 0,5 mm)	
ieşire	2 000 spire ; 11,9 Ω
control	1 800 spire ; 15,1 Ω
auxiliară I	30 spire ; 0,38 Ω
auxiliară II	100 spire ; 1,1 Ω
$\Re_m$	$4 \cdot 10^4 \Omega$
μ	$2{,}1 \cdot 10^3$
r_i	22 Ω

Multiplicarea cu un factor constant

Dacă impedanţele de intrare şi de ieşire (fig. 2) sînt de natură rezistivă, amplificatorul operaţional magnetic devine circuit de multiplicare cu un coeficient, avînd ecuaţia :

$$I_0 = -\frac{1}{1 + \dfrac{\left[R_e + R_s + \dfrac{R_r(r+R_i)}{r+R_i+R_r}\right]\left(1+\dfrac{r_i}{R_d}\right) + r_i}{\Re_m}\left(1+\dfrac{R_i+r}{R_r}\right)} \cdot \frac{R_i}{R_r}\, I_i, \quad (14)$$

iar eroarea de calcul a circuitului de multiplicare va fi :

$$\varepsilon \simeq -\frac{\left[R_e + R_s + \dfrac{R_r(r+R_i)}{r+R_i+R_r}\right]\left(1+\dfrac{r_i}{R_d}\right) + r_i}{\Re_m}\left(1 + \frac{R_i+r}{R_r}\right) 100\,\%. \quad (15)$$

Un circuit ideal de multiplicare cu un factor constant nu este de loc afectat de sarcină, însă circuitul real (în care $R_s = R_r = 100\ \Omega$) este totuşi puţin afectat, după cum se vede şi din

ecuaţia (14), datorită faptului că A_i variază cu sarcina. Pentru a pune în evidenţă acest efect se diferenţiază relaţia (14) în raport cu R_s:

$$\frac{dI_0}{dR_s} = \frac{\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right)\left(1+\frac{R_i+r}{R_r}\right)\Re_m}{\left(\Re_m + \left[\left\{R_e + R_s + \frac{R_r(r+R_i)}{R_i+R_r+r}\right\}\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right) + r_i\right]\left(1+\frac{R_i}{R_r}+\frac{r}{R_r}\right)\right)^2} \cdot \frac{R_i}{R_r} I_i. \quad (16)$$

Dacă

$$\Re_m \gg \left[\left\{R_e + R_s + \frac{R_r(r+R_i)}{R_i+R_r+r}\right\}\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right) + r_i\right]\left(1+\frac{R_i+r}{R_r}\right), \quad (17)$$

atunci ecuaţia (16) poate fi scrisă sub forma:

$$\frac{dI_0}{I_0} = -\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right)\left(1+\frac{R_i+r}{R_r}\right)\frac{dR_s}{\Re_m} \quad (16')$$

şi deci impedanţa efectivă de ieşire R_0 va fi:

$$R_0 = \frac{\Re_m}{\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right)\left(1+\frac{R_i+r}{R_r}\right)}. \quad (18)$$

Deşi — după cum se vede — R_0 depinde de factorul de multiplicare R_i/R_r, totuşi, dacă

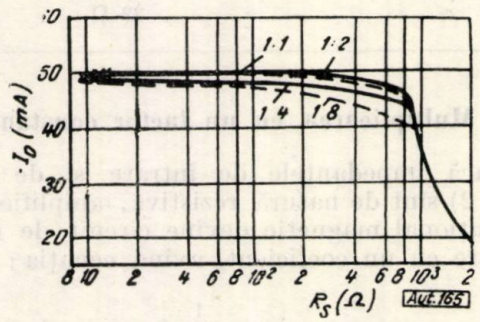


Fig. 7. Efectele sarcinii la un amplificator operaţional magnetic.

$\Re_m$ este foarte mare, atunci şi R_0 este suficient de mare şi se poate realiza o caracteristică de curent constant.

În figura 7 este ilustrat efectul rezistenţei de sarcină obţinut experimental pentru $R_r = 100\ \Omega = \text{const.}$

Un alt element important, de care trebuie să se ţină seamă în aplicaţii, îl constituie variaţiile tensiunii de alimentare care influenţează puternic panta curentului, tensiunea de anulare şi rezistenţa mutuală $\Re_m$*.

* Influenţa asupra curentului de ieşire este neînsemnată datorită acţiunii reacţiei.

Integrarea

Dacă Z_i este un condensator C_i (fig. 2) şi Z_r este o rezistenţă R_r, amplificatorul operaţional magnetic lucrează ca integrator. Presupunînd că:

a) condensatorul C_i este ideal;

b) în procedeul de evaluare a cîştigului de curent A_i se poate considera că impedanţa condensatorului C_i nu este funcţie de p, ci este infinită, atunci ecuaţia de calcul pentru un integrator este dată de relaţia:

$$I_0 = -\frac{1}{1+\frac{(R_e+R_s+R_r)\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right) r_i\left(1+\frac{r}{R_r}+\frac{1}{pC_i\cdot R_r}\right)}{\Re_m}} \cdot \frac{I_i}{p\,C_i\,R_r}, \quad (19)$$

iar eroarea de calcul va fi:

$$\varepsilon = -\frac{(R_e+R_s+R_r)\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right)+r_i\left(1+\frac{r}{R_r}+\frac{1}{p\,C_i\,R_r}\right)}{\Re_m} 100\,\%. \quad (20)$$

Dacă la intrare se inserează un rezistor în paralel cu C_i se obţine o celulă de întîrziere; în acest caz:

$$Z_i = \frac{R_i}{1+p\,C_i\,R_r}, \quad (21)$$

iar ecuaţia de calcul devine:

$$I_0 = -\frac{1}{1+\frac{\left[R_e+R_s+\frac{R_r(r+R_i)}{r+R_i+R_r}\right]\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right)+r_i\left(1+\frac{R_i}{R_r}\cdot\frac{1}{1+p\,C_i\,R_i}+\frac{r}{R_r}\right)}{\Re_m}} \cdot \frac{R_i}{R_r}\cdot\frac{I_i}{1+p\,C_i\,R_i}. \quad (22)$$

Dacă $p \to 0$, eroarea de stare stabilă $\varepsilon(0)$ este dată de relaţia:

$$\varepsilon(0) = -\frac{\left[R_e+R_s+\frac{R_r(r+R_i)}{r+R_i+R_r}\right]\left(1+\frac{r_i}{R_d}\right)+r_i}{\Re_m} \cdot \left(1\times\frac{R_i+r}{R_r}\right)100\%, \quad (23)$$

care este similară expresiei (15) din cazul circuitului de multiplicare.

În figura 8 este dată eroarea de stare stabilă pentru $R_r = R_s = 100\ \Omega$ şi $C_i = 10^3\ \mu F$; diagramele valorilor calculate s-au trasat cu linie întreruptă, iar cele ale rezultatelor experimen-

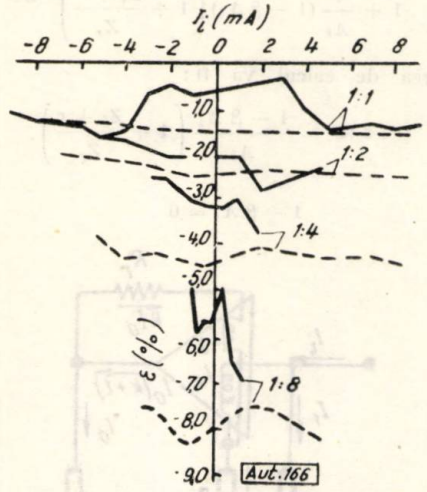


Fig. 8. Erorile de stare stabilă ale unei celule de întîrziere.

tale, cu linie plină. Neconcordanţele dintre valorile calculate şi cele experimentale, în special pentru amplificări mari, se explică prin aceea că nu este realizată întocmai condiţia b şi deci cîştigul de curent A_i va fi mai mare decît valorile calculate.

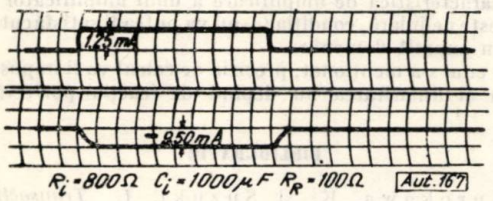


Fig. 9. Răspunsul indicial al unei celule de întîrziere.

În figura 9 se dă răspunsul indicial al unei celule de întîrziere cu constanta de timp de 0,1 s înregistrat cu ajutorul unui oscilograf inscriptor.

Multiplicatorul sumator

Schema de principiu a unui multiplicator sumator cu coeficienţi variabili de multiplicare este reprezentată în figura 10. Aplicînd legea a doua a lui Kirchhoff se obţine:

$$(I_1 - I_e)(R_1 - R_2) + (I_1 + I_2 - I_e)(R_2 - R_3) + \\ + \ldots + (I_1 + I_2 + \ldots + I_{n-1} - I_e)(R_{n-1} - R_n) + \\ + (I_1 + I_2 + \ldots + I_n - I_e) R_n = I_r + \\ + (I_e - I_0) R_r, \qquad (24)$$

$$I_e = -\frac{I_0}{A_i}. \qquad (25)$$

Eliminînd pe I_e din ecuaţiile (24) şi (25) se obţine:

$$I_0 = -\frac{1}{1 + \frac{1}{A_i}\left(1 + \frac{R_1 + r}{R_r}\right)} \sum_{j=1}^{n} \frac{R_r}{R_j} I_j. \qquad (26)$$

Dacă $A_i \to \infty$, ecuaţia se reduce la:

$$I_0 \simeq -\sum_{j=1}^{n} \frac{R_r}{R_j} I_j, \qquad (27)$$

iar eroarea de calcul va fi dată de:

$$\varepsilon \simeq -\frac{1}{A_i}\left(1 + \frac{R_1 + r}{R_r}\right) 100\,\%. \qquad (28)$$

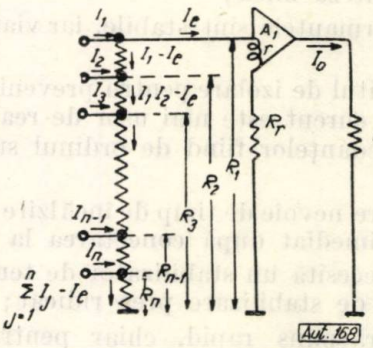


Fig. 10. Schema de principiu a unui multiplicator sumator.

După cum se vede, ε nu depinde de factorul de multiplicare $\sum \frac{R_j}{R_r}$, dar este determinat de maximul raportului R_1/R_r.

Calculatorul analogic magnetic

Modelul folosit de Kurokawa în cercetare este alcătuit din trei integratoare, şase multiplicatoare, cinci multiplicatoare-sumatoare, o sursă de curent şi un stabilizator de tensiune de 250 VA.

Integratorul foloseşte o capacitate de $10^3\ \mu F$ (măsurată cu o precizie de 3%), iar rezistenţa de reacţie este de 100 Ω. Cu ajutorul unor comutatoare el poate fi transformat în celulă de întîrziere cu constantă de timp continuu variabilă între 0 şi 30 s.

Factorul de multiplicare al multiplicatorului cu coeficient variabil poate fi variat continuu de la 2 pînă la 10 cu ajutorul unui potenţiometru liniar elicoidal de 200 Ω, cu o precizie de 0,5%.

Multiplicatorul sumator are o rezistenţă de reacţie de 100 Ω şi o rezistenţă de intrare de 500 Ω, factorul de multiplicare putînd fi, la alegere, 1; 3 sau 5.

Performanţele modelului sînt următoarele:
- cîştigul de curent $\geqslant$ 80 dB;
- curentul de ieşire $\pm$ 10 mA;

— raportul semnal/zgomot > 60 dB;
— sursa de tensiune 100 V, 50 Hz;
— deriva 0,1 μ A/3 h;
— timpul de răspuns: 30 ms.

Concluzii

Cercetările teoretice şi experimentale [4] au dovedit posibilitatea efectuării oricărui calcul, folosind un calculator analogic echipat cu amplificatoare operaţionale magnetice. În comparaţie cu calculatoarele clasice electronice, noul calculator are următoarele particularităţi:

— lucrează cu analogie de curent;
— are viteză mică;
— performanţele sînt stabile, iar viaţa foarte lungă;
— circuitul de izolare pentru prevenirea scurgerilor de curent este mai uşor de realizat, nivelul impedanţelor fiind de ordinul sutelor de ohmi;
— nu are nevoie de timp de încălzire şi poate fi folosit imediat după conectarea la reţea;
— nu necesită un stabilizator de tensiune cu coeficient de stabilizare prea ridicat;
— are răspuns rapid, chiar pentru sarcini inductive;
— eroarea globală este de ordinul 1‰.

ANEXĂ

Efectul reacţiei pozitive în amplificatorul magnetic

Pentru a mări cîştigul de curent se foloseşte descori o reacţie pozitivă (fig. 11). În acest caz se obţin relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} I + I_2 &= I_i \\ I_1 Z_i &= I_2 (r + Z_r) - I_0 Z_r \\ (I_2 - \beta I_0) A_i &= -(I_0 + k I_0) \end{aligned}\right\} \quad (a)$$

unde:

$\beta = k \dfrac{L_r}{L_c}$ şi A_i este cîştigul de curent al amplificatorului, fără reacţie pozitivă.

Eliminînd I_1 şi I_2 din (a) se obţine:

$$I_0 = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{A_i}(1 + k - \beta A_i)\left(1 + \dfrac{Z_i + r}{Z_r}\right)} \cdot \frac{Z_i}{Z_r} I_i . \quad (b)$$

Dacă materialul magnetic al miezului este de bună calitate, se poate obţine cîştig mare de curent cu k foarte mic. Presupunînd deci $k \ll 1$, relaţia (b) devine:

$$I_0 = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{A_i}(1 - \beta A_i)\left(1 + \dfrac{Z_i + r}{Z_r}\right)} \cdot \frac{Z_i}{Z_r} I_i , \quad (c)$$

iar eroarea de calcul va fi:

$$\varepsilon \approx -\frac{1 - \beta A_i}{A_i}\left(1 + \frac{Z_i + r}{Z_r}\right). \quad (d)$$

Dacă

$$1 - \beta A_i = 0 \quad (e)$$

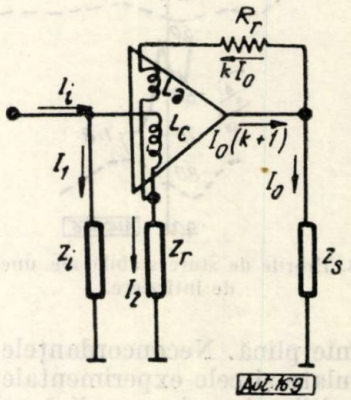


Fig. 11. Schema de principiu a unui amplificator operaţional magnetic cu reacţie pozitivă.

rezultă că $\varepsilon = 0$ şi deci este posibilă o operaţie ideală. Dacă însă caracteristica de amplificare a unui amplificator magnetic este neliniară, condiţia (e) nu va putea fi satisfăcută decît într-un anumit domeniu.

Aşa cum s-a menţionat, precizia de calcul va fi impusă, însă deriva şi liniaritatea nu depind de reacţia pozitivă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kurokawa, K. şi Suzuki, I. *Transactions of the 1959 Tokyo Section Convention of the Institute of Electrical Engineers of Japan*, p. 71.
[2] Noda, K., Kurokawa, K., Ida, K. şi Suzuki, I. *Transaction of the 1959 Tokyo Section Convention of the Institute of Electrical Engineers of Japan*, p. 87.
[3] Kurokawa, K. *Operational Magnetic Amplifiers.* In: Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan, nov 1960, p. 67.
[4] Kurokawa, K. *Operational Magnetic Amplifiers.* In: Electrotechnical Journal of Japan, nr. 1—2, 1963, p. 6.
[5] Honoré, E., Torcheux, E. şi Uffler, H. J. *Résolution automatique des équations implicites par la technique du calcul analogique Analac.* In: Annales de Radioélectricité, XVII, nr. 69, jul 1962, p. 171—175.
[6] Băjenescu, T. I. *O tendinţă nouă în construcţia calculatoarelor analogice.* In: Automatica şi Electronica **8**, nr. 3, 1964, p. 126.

ACTUALITĂŢI

Investiţiile în aparatura de măsură şi reglare

Pentru aprecierea importanţei instalaţiilor de automatizare, un indice preţios este raportul dintre investiţia făcută cu o asemenea aparatură şi investiţia totală dintr-o unitate industrială. Studiind evoluţia acestui raport pentru perioada trecută, se pot face aprecieri asupra dezvoltării relative viitoare a instalaţiilor de automatizare. Recent a fost publicată [1] o statistică a acestor indici pe baza investigaţiilor făcute în S.U.A. la 60 de întreprinderi industriale, aparţinînd la şapte domenii industriale diferite. Trebuie menţionat că statistica nu se referă la automatizarea în utilaje pentru care partea de automatizare se include în utilaje de către însuşi fabricantul acestuia.

Toate procentele indicate în investiţia pentru automatizare includ aparatele, ventilele, înregistratoarele şi orice alt echipament folosit pentru a realiza măsurile şi reglările necesare.

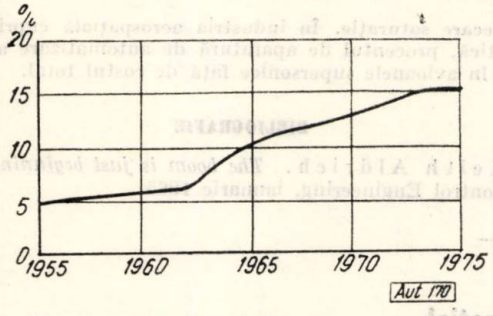


Fig. 1. Industria chimică şi a petrolului.

Industria chimică şi a petrolului are dezvoltarea cea mai uniformă. Actualmente, în această ramură aparatura de automatizare reprezintă, în medie, 10% din investiţia totală, cu valori cuprinse între 8 şi 14%. Maximul se datoreşte întrebuinţării intense a unor calculatoare analogice speciale. În figura 1 sînt arătate dezvoltarea în trecut şi tendinţa pînă în 1975 ale acestei industrii.

În industria metalurgică investiţia în aparatura de automatizare este în continuă creştere procentuală. În acest domeniu stabilirea exactă a costului este însă mai dificilă din cauză că elementele de acţionare electrice, de exemplu, sînt deseori cuprinse în grupa investiţiilor electrice generale. Ca o extremă, s-a obţinut un indice de 40% în instalaţiile de laminare, cuprinzînd în acest caz şi motoarele de execuţie. De remarcat că în acest domeniu se manifestă tendinţa vie de creştere,

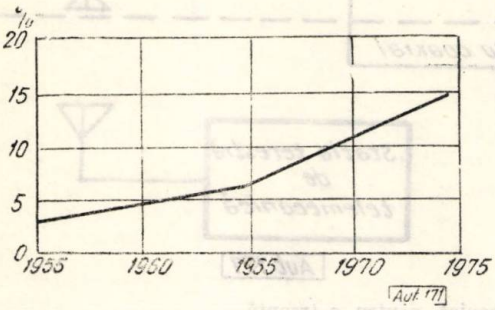


Fig. 2. Industria metalurgică (motoarele nu sînt cuprinse în aparatura de automatizare).

fapt care a rezultat din răspunsurile la anchetă, indicele crescînd de la 6% în prezent pînă la 15% în 1975 şi, probabil, chiar mai repede (fig. 2).

O creştere importantă a acestui indice în ultimii ani a apărut în industria cimentului, şi anume de la 3% la aproximativ 5%. Valoarea absolută a investiţiei în aparatura de automatizare este în această industrie foarte mare din cauza preţului de cost mare al utilajului de bază. Ţinînd seamă şi de tendinţa actuală pentru unităţi de producţie mare, rezultă că importanţa aparaturii de automatizare în acest domeniu industrial a crescut considerabil în ultimul timp şi că această tendinţă

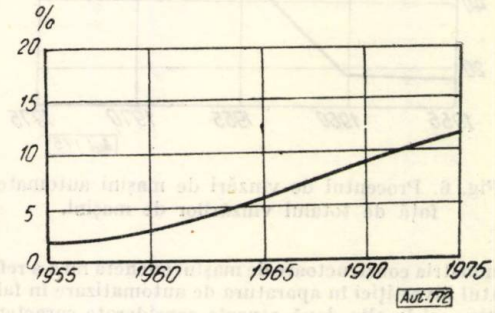


Fig. 3. Industria cimentului.

se accentuează în perioada 1965—1975. Trebuie menţionat, de asemenea, interesul pe care îl prezintă, pentru această industrie, introducerea calculatoarelor electronice (fig. 3).

În industria celulozei şi hîrtiei, în trecut, aparatura de automatizare a fost redusă. Începînd cu 1962 situaţia s-a schim-

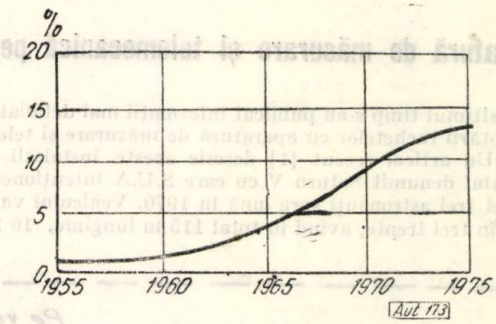


Fig. 4. Industria celulozei şi a hîrtiei.

bat brusc. Estimaţiile făcute arată că investiţiile în automatizare vor creşte de la 3—5% (cît sînt actualmente) la aproximativ 12%, în 1970 (fig. 4). S-a observat, de asemenea, un interes în introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor tehnologice. Sînt instalate, sau în curs de instalare, 22 de astfel de calculatoare.

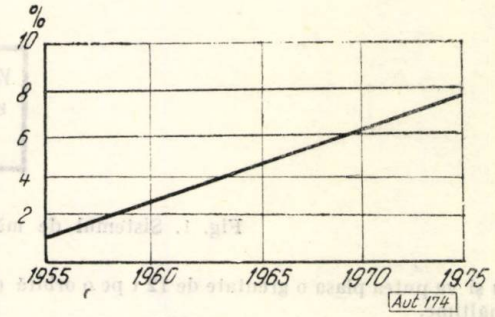


Fig. 5. Centrale energetice.

În figura 5 se arată acest indice pentru centralele energetice. Creşterea prevăzută este datorită, în cea mai mare parte, introducerii calculatoarelor. Procentul relativ redus al inves-

tiţiei în aparatura de automatizare se datoreşte faptului că centralele energetice sînt foarte costisitoare, cum şi creşterii considerabile a puterii unitare a noilor agregate.

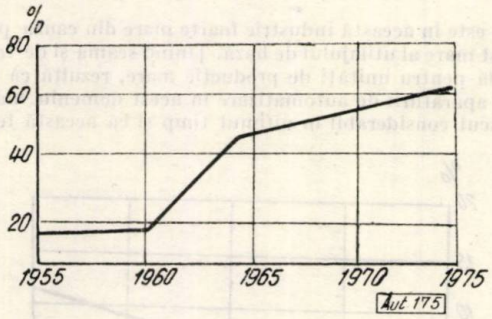


Fig. 6. Procentul de vînzări de maşini automate faţă de totalul vînzărilor de maşini.

În industria constructoare de maşini ancheta nu s-a referit la procentul investiţiei în aparatura de automatizare în fabricile respective, ci la alte două aspecte considerate caracteristice. S-au stabilit astfel procentul de vînzări de maşini automate faţă de vînzările totale de maşini (figura 6) şi procentul pe care îl reprezintă în noile maşini tipice automate aparatura de automatizare. Ultima statistică a fost dificil de întocmit din cauza marii diversităţi a maşinilor produse şi s-a considerat (fig. 7) că este mai indicat să se stabilească o medie a maximului şi a minimului de aparatură de automatizare în aceste maşini. În orice caz rezultă că în acest domeniu s-a ajuns la

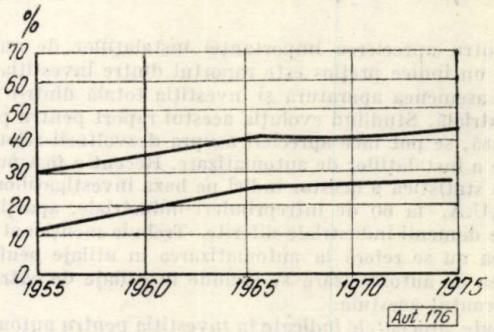


Fig. 7. Procesul maxim şi minim mediu în aparatura de automatizare în maşinile automate.

o oarecare saturaţie. În industria aerospaţială cuprinsă în statistică, procentul de aparatură de automatizare a ajuns la 50 în avioanele supersonice faţă de costul total.

BIBLIOGRAFIE

[1] Keith Aldrich. *The boom is just beginning.* În: Control Engineering, ianuarie 1965.

Aparatură de măsurare şi telemecanică pe un vehicul spaţial

În ultimul timp s-au publicat informaţii mai detaliate asupra dotării rachetelor cu aparatură de măsurare şi telemecanică. Un articol recent [1] descrie aceste instalaţii de pe vehiculul denumit Saturn V cu care S.U.A. intenţionează să trimită trei astronauţi spre lună în 1970. Vehiculul va funcţiona în trei trepte, avînd în total 115 m lungime, 10 m diametru şi va putea plasa o greutate de 12 t pe o orbită de 450 km înălţime.

Sistemul de măsurare şi telemecanică măsoară parametri fizici sau înregistrează evenimente de pe vehicul şi le transmite pe pămînt pentru scopurile următoare:

— verificări automate preliminare plecării;

— supravegherea şi modificarea performanţelor în timpul cursei de lansare;

— supravegherea performanţelor şi verificări în timpul deplasării pe orbită;

— verificarea executării comenzilor primite de vehicul de pe pămînt;

— analiza datelor după efectuarea zborului.

Schema-bloc a acestui ansamblu este arătată în figura 1.

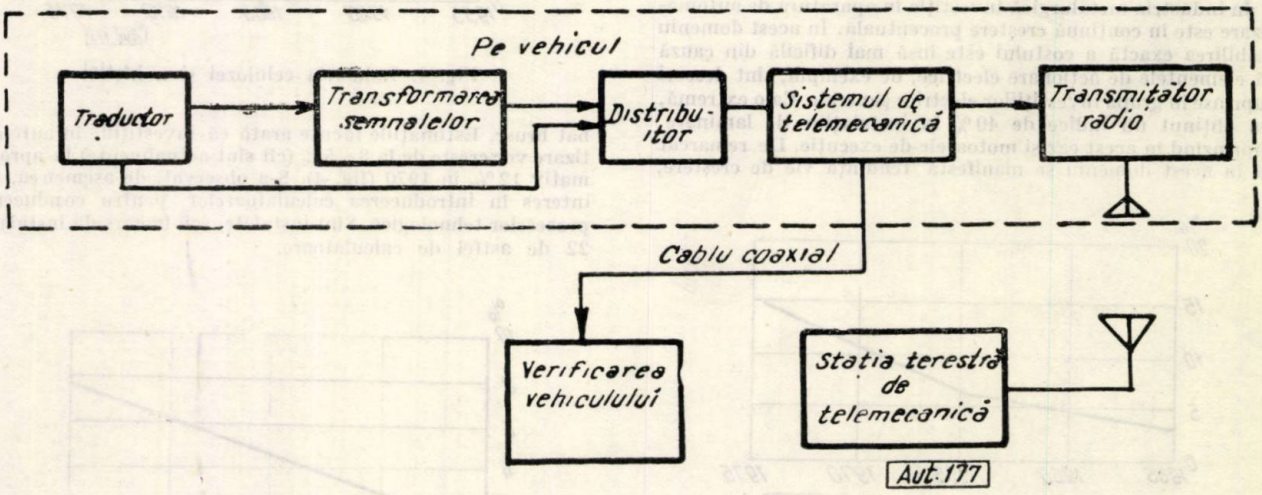


Fig. 1. Sistemul de măsurare şi telemecanică pentru o treaptă.

În timpul operaţiilor preliminare lansării, sistemele de măsurare şi telemecanică transmit, de la fiecare treaptă a vehiculului, informaţii numerice, printr-un cablu coaxial, la instalaţiile de verificare de pe sol.

Pe vehicul, fiecare treaptă are un sistem telemecanic propriu. În tabela 1 sînt arătate legăturile de telemecanică ale vehiculului.

O categorie specială de informaţii sînt acelea care indică o situaţie de alarmă. În unele cazuri hotărîrile sînt luate automat, nefiind timp suficient să se aştepte intervenţia astronauţilor. Pentru a asigura funcţionarea elementelor care intră în componenţa sistemelor de alarmă sînt luate măsuri de precauţii excepţionale în ceea ce priveşte calitatea lor. În plus, se întrebuinţează o redondanţă a informaţiilor şi o selecţie atît pentru a se preveni lipsa unei indicaţii, cît şi indicaţii greşite.

În tabela 2 sînt arătaţi parametrii care se măsoară în fiecare treaptă, inclusiv unitatea cuprinzînd aparatura centrală (UAC).

Schema-bloc a instalaţiilor de măsurare şi telemecanică este arătată în figura 2.

Tabela 1

Treapta	Numărul de circuite	Canale disponibile	Frecvenţa, MHz	Puterea emiţătorului, W
3	9	1 500	225—260	20
2	6	1 000	225—260	20
1	6	1 000	225—260	20

Tabela 2

Parametrul	Treapta			UAC	Total
	1	2	3		
Presiuni	242	174	30	27	473
Temperaturi	222	251	104	70	647
Vibraţii	82	76	22	29	209
Semnale electrice	97	235	26	5	363
Poziţii	1	34	9	20	64
Tensiuni, curenţi etc.	11	46	32	13	102
Eforturi	68	16	12	0	96
Debite	106	10	2	11	129
Detectări de pierderi	60	65	0	0	125
Turaţii	3	3	0	27	33
Combustibil: masă, nivel	8	6	6	0	20
Acceleraţii	3	2	1	7	13
Acustici	4	5	6	1	16
Direcţie	0	0	0	69	69
Diverse	5	10	2	63	63
Total	912	933	252	342	2 439

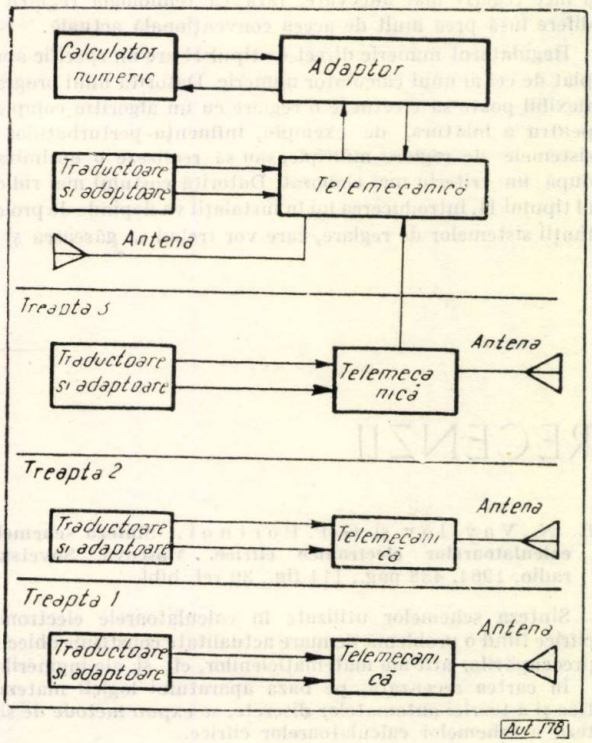


Fig. 2. Sistemul de măsurare şi telemecanică de pe vehiculul spaţial.

În aceste instalaţii pentru întrebuinţare practică s-au conceput şi s-au pus la punct unele sisteme de telemăsură noi. De asemenea s-au făcut progrese importante în realizarea traductoarelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Powell, I. T. Jr. *Saturn flight Instrumentation.* În: I.S.A. Journal, noiembrie 1964.

Tendinţe noi în concepţia şi construcţia regulatoarelor; regulatoare numerice directe

Cea mai semnificativă noutate în acest domeniu o constituie apariţia regulatoarelor numerice de fabricaţie curentă. Se estimează că la sfîrşitul anului 1964, în S.U.A., erau în funcţiune 300—400 sisteme de reglare întrebuinţînd asemenea regulatoare. Avantajele acestor regulatoare sînt, în principal, două: primul, că astfel de regulatoare pot fi proiectate şi construite cu un program care să aplice legi de reglare adecvate procesului, uneori chiar foarte complex; al doilea, permite o conducere generală mai simplă a procesului în scopul obţinerii unor avantaje economice în exploatarea curentă şi o investiţie generală mai redusă, obţinută însă cu un preţ de cost mai ridicat al aparaturii de automatizare.

Este necesar să fie lămurit ce se înţelege prin regulator numeric, pentru că sub această denumire, în practică, se cuprind, de fapt, două concepţii diferite. În ambele cazuri regulatorul se aplică într-un sistem de reglare în circuit închis şi întrebuinţează metodele aparaturii numerice. Denumirea de directă separă această metodă de reglare de aceea în care se întrebuinţează un calculator numeric cu ajutorul căruia se modifică, după anumite criterii, mărimea de intrare în sisteme de reglare dotate cu regulatoare analogice. Regulatoarele numerice elimină asemenea regulatoare convenţionale trimiţînd semnalul de comandă direct elementului de execuţie.

Deosebirea între cele două concepţii asupra regulatoarelor numerice directe derivă din programul cu care este construit regulatorul. Într-o concepţie, regulatorul realizează în principal aceleaşi funcţiuni de reglare ca şi regulatoarele convenţionale. Aceste regulatoare numerice au început să fie denumite de tip I [1] şi se pot construi cu o comandă de tip P, PI şi poate chiar PID. În unele cazuri ele sînt prevăzute cu funcţii speciale, de exemplu pentru reglarea proceselor discontinue, posibilitate mai greu de obţinut cu regulatoarele analogice.

Pentru extinderea întrebuinţării tipului I de regulatoare numerice un element decisiv îl constituie preţul. Experienţa de pînă acum arată că şi din acest punct de vedere regulatorul numeric a devenit un competitor al regulatorului analogic dacă se ţine seamă şi de unele avantaje auxiliare, cum ar fi : spaţiu mai restrîns, faptul că nu este necesară cunoaşterea aprofundată a caracteristicilor procesului, posibilitatea de a face reglări mai adecvate, fără ca tehnologia reglării să difere însă prea mult de aceea convenţională actuală.

Regulatorul numeric direct de tipul II are un specific apropiat de cel al unui calculator numeric. Datorită unui program flexibil poate să efectueze o reglare cu un algoritm complex, pentru a înlătura, de exemplu, influenţa perturbaţiilor în sistemele de reglare multiple, sau să realizeze o optimizare după un criteriu mai elaborat. Datorită costului mai ridicat al tipului II, introducerea lui în instalaţii va depinde de proiectanţii sistemelor de reglare, care vor trebui să găsească şi să justifice cazurile în care astfel de regulatoare sînt eficiente din punct de vedere tehnic şi economic.

Întrebuinţarea acestor regulatoare este indicată la peste un număr minim de circuite de reglare. Acest minim depinde de un mare număr de factori, unii economici şi alţii tehnici, ca şi de metodele de reglare întrebuinţate de beneficiari. Oricum, este prematur să se stabilească un asemenea criteriu din lipsă de experienţă suficientă. Trebuie însă menţionat că unele fabrici au lansat astfel de regulatoare numeric epentru o singură buclă de reglare avînd caracteristici PI. Ele au o indicare numerică a mărimii de intrare, posibilitatea de a varia coeficientul de amplificare V_R, timpul integral T_i, intervalul de testare T, cum şi citirea la cerere a parametrului reglat.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * *Noutăţi în aparatura de reglare automată.* În : Control Engineering, ianuarie 1965.

I. Papadache

RECENZII

E. N. Vavilov şi G. P. Portnoi. **Sinteza schemelor calculatoarelor electronice cifrice.** Moscova, Sovetskoe radio, 1964, 438 pag., 114 fig., 39 ref. bibl.

Sinteza schemelor utilizate în calculatoarele electronice cifrice fiind o problemă de mare actualitate constituie obiectul preocupărilor atît ale matematicienilor, cît şi ale inginerilor.

În cartea recenzată, pe baza aparatului logicii matematice şi a teoriei automatelor discrete, se expun metode de sinteză a schemelor calculatoarelor cifrice.

Problemele sintezei sînt examinate pentru diferite scheme realizate cu tuburi electronice, tranzistoare, ferite şi parametroane. Se prezintă algoritmi pentru sinteza schemelor logice şi a automatelor finite care pot fi utilizate în practică.

Lucrarea poate fi împărţită în două mari părţi.

În prima parte se examinează problema sintezei schemelor logice (a schemelor care nu au proprietatea de a memora informaţia), iar în partea a doua, sinteza automatelor finite (a schemelor cu memorie).

În primul capitol se arată, pe scurt, modul în care se pune problema sintezei schemelor electronice cu funcţionare discretă şi se dau elementele necesare de algebră logică.

Următoarele trei capitole tratează metodele de sinteză a schemelor logice cu tuburi şi tranzistoare.

Este examinată în mod amănunţit problema alegerii raţionale a sistemului fundamental de elemente, cu ajutorul căruia se pot construi schemele cele mai complicate. De asemenea, sînt descrise metodele de reprezentare a algoritmilor de funcţionare a schemelor logice cu ajutorul algebrei logice şi se dau metodele care duc la obţinerea de scheme cu număr minim de elemente.

Capitolele 5 şi 6 se ocupă de metodele de sinteză a schemelor logice cu ferite şi parametroane.

În capitolele 7 şi 8 sînt examinate metode de sinteză a automatelor finite. Sînt studiate problemele legate de alegerea raţională a tipurilor de elemente pentru sinteza schemelor de automate finite şi formele iniţiale de prezentare a algoritmilor de funcţionare a acestor scheme.

Capitolul 9 conţine exemple de sinteze, efectuate pe baza metodelor dezvoltate în capitolele anterioare, ale unor scheme tipice întîlnite în calculatoarele electronice cifrice.

Întrucît autorii şi-au propus să prezinte metode practice de sinteză a unor scheme de calculatoare cifrice, în lucrare nu sînt date demonstraţii riguroase pentru toţi algoritmii de sinteză prezentaţi.

Cartea, scrisă pe baza rezultatelor obţinute în acest domeniu în ultimii ani, poate constitui un îndreptar preţios pentru inginerii şi studenţii care se specializează în acest domeniu.

A. Petrescu

F. Rozenblatt. **Principiile neurodinamicii.** Washington, Spartan books, 1962, 612 pag.

Lucrarea este rezultatul activităţii autorului în calitate de conducător al „programului de cercetare a sistemului de recunoaştere" din cadrul laboratorului de aeronautică al Universităţii Cornwall din S.U.A.

În introducere se defineşte termenul de neurodinamică şi se arată că „perceptronul" este denumirea generalizată a unei mulţimi teoretice de reţele neuronale, un model al creierului şi un nou dispozitiv de recunoaştere a semnelor ; mai mult, acesta este o clasă generală de sisteme asemănătoare creierului (constînd din elemente asemănătoare neuronilor), cazul particular al acestor sisteme fiind creierul.

În partea întîi a lucrării, denumită „Concepţii generale", se enunţă aşa-numita „doctrină neuronală", care consideră că proprietăţile principale ale creierului sînt legate de topologia legăturilor dintre neuroni şi de dinamica trecerii impulsurilor în reţelele neuronale. Se afirmă posibilitatea construirii modelelor artificiale ale creierului.

Autorul arată că modelele monotipice, legate de concepţia determinismului, cer algoritmizarea completă a întregului sistem. Se arată că instruirea acestor modele nu poate duce la alte rezultate decît acelea introduse dinainte în concepţia maşinii.

Autorul cărţii este adeptul sistemului genotipic, adică al concepţiei de autoorganizare. În această lucrare se pun bazele teoriei autoorganizării sistemelor instruibile şi se arată că perceptronul este deocamdată singurul sistem cu care se pot studia procesele legate de autoorganizare. La sfîrşitul primei părţi se dau determinările legate de material.

Partea a doua a lucrării este denumită „perceptronul cu trei straturi cu legarea în serie a elementelor". Asemenea perceptroane sînt cele mai simplu organizate topologic şi pot fi instruite astfel încît să poată repeta caracteristicile oricărui automat finit.

Totuşi, acest tip de perceptron, cu toate că este îndeajuns de universal, este inferior sistemelor biologice. Această inferioritate este cauzată mai ales de posibilităţile reduse ale sistemului de a interpola, extrapola şi analiza (a scoate în

evidenţă detaliile mai importante). De asemenea, cantitatea necesară de informaţie pentru o funcţionare efectivă a acestui tip de perceptron este prea mare.

Partea a treia a cărţii se ocupă de perceptroane cu mai multe straturi şi de perceptroane cu legături încrucişate. Autorul arată că legăturile încrucişate suplimentare între A — elementele perceptronului — îmbunătăţesc foarte mult caracteristica sistemului; acelaşi efect se poate obţine introducînd al doilea strat de A elemente.

Asemenea perceptroane au anumite posibilităţi de generalizare. În condiţii speciale ale mediului înconjurător această posibilitate poate fi şi autoorganizabilă.

Aceste perceptroane împart mediul în clase raţionale pe baza unor criterii de asemănare; acestea sînt abstractizate de perceptron şi sînt utilizate pentru generalizare.Cu toate că posibilitatea de analiză a acestor perceptroane este mai mare decît a celor cu un strat, totuşi posibilitatea redusă de analiză este punctul vulnerabil al acestui tip de perceptron.

În partea a treia a monografiei, autorul se ocupă de perceptroanele cu reacţie. În această parte sînt expuse cele mai noi idei ale autorului; cea mai mare parte din acestea nu au fost încă demonstrate matematic sau nu au fost modelate. Ele au caracter de ipoteze. Autorul arată că acest tip de perceptron are o calitate nouă, denumită „atenţie selectivă". Aceasta constă în faptul că perceptroanele pot urmări selectiv diferite obiecte cunoscute. Aceste proprietăţi apar mai ales la perceptroanele cu modalitate dublă, adică acelea care pot reacţiona la semnale de diferite naturi, de exemplu : sunet, lumină etc.

În partea a patra a monografiei sînt examinate problemele legate de viitoarele cercetări. Se discută problema posibilităţilor de realizare a unui perceptron care ar putea fi instruit după un anumit program sau algoritm de analiză a situaţiilor complexe.

Autorul arată că, pe măsura complicării organizaţiei topologice a perceptronului, caracteristicile lui se îmbunătăţesc atît calitativ, cît şi cantitativ.

Crearea teoriei perceptronului trebuie să ajute la sinteza sistemelor de conducere, mărindu-le în mod simţitor eficacitatea şi problematica.

Lucrarea este o monografie unică în acest domeniu. Profunzimea şi seriozitatea cu care sînt tratate problemele permit ca ea să fie considerată ca una dintre lucrările clasice ale ciberneticii tehnice.

I. Sipoş

Maşini informaţionale, VIII. Praga, Academia de Ştiinţe Cehoslovacă, 1963, 215 pag.

In acest volum sînt cuprinse lucrările prezentate la cel de-al VIII-lea simpozion privind maşinile informaţionale, organizat de Academia de Ştiinţe Cehoslovacă.

Majoritatea lucrărilor cuprinse în acest volum se referă la calculatorul digital EPOS, realizat la Institutul de construcţie a calculatoarelor electronice din Praga.

Problemele părţii aritmetice ale acestui calculator sînt expuse într-o lucrare semnată de dr. A. Zloboda şi M. Valach.

Spre deosebire de alte maşini digitale, calculatorul EPOS se bazează pe aritmetica claselor de resturi. Se arată, pe scurt, care este codul acestor clase şi cum se pot realiza în acest sistem operaţiile de adunare şi înmulţire.

Se arată diferiţi algoritmi cu ajutorul cărora pot fi efectuate operaţiile aritmetice în sistemul claselor de resturi.

Într-un alt articol, V. Bubenik prezintă sistemul de afişaj utilizat la calculatorul EPOS. Este vorba despre un sistem cu ajutorul căruia numerele apar pe ecranul unui tub cinescop.

Unele probleme ale codurilor sînt expuse într-un articol semnat de J. Klir, în care este vorba despre coduri ponderate.

Chestiuni referitoare la dispozitivele de memorie sînt descrise de A. Linek şi C. Novak, care arată unele dispozitive speciale de înregistrare şi de transformare a numerelor din sistem binar în sistem zecimal, utilizînd codul internaţional al teleimprimatoarelor.

În acest volum se abordează şi probleme de programare, cum ar fi, de exemplu, inversiunea matricelor în calculatoarele digitale cu virgulă fixă. Programul este descris în limbajul Algol 60.

O altă chestiune interesantă este studierea maşinilor capabile de a învăţa, problemă abordată de către M. Valach.

P. Pelikan se ocupă de problemele maşinilor capabile de a juca nim — problemă discutată mult în literatura de specialitate.

În cuprinsul aceluiaşi volum se abordează şi alte probleme interesante, cum ar fi, de exemplu, programul de calcul al structurilor cu ajutorul maşinii Ural, experienţe de traducere mecanică cu calculatorul SAPO etc.

Şi problemele calculatoarelor analogice sînt prezente în volumul de faţă. Astfel se descrie dispozitivul de integrare EMDA, cum şi un alt calculator analogic specializat pentru studiul unor instalaţii chimice.

Volumul de faţă este interesant, deoarece arată dezvoltarea pe care o au în R. S. Cehoslovacă problemele calculatoarelor electronice.

Trebuie subliniat că volumul mai cuprinde lucrările celui de-al II-lea simpozion internaţional, organizat la Praga, referitor la problemele maşinilor informaţionale.

Lucrarea poate fi abordată cu interes de cibernetic ieni şi de aceia care urmăresc problemele calculatoarelor electronice.

E. Nicolau

Culegere de articole de cibernetică, nr. 6, 1963, nr. 7, 1963. Moscova.

Ultimele numere ale publicaţiei „Culegere de articole de cibernetică" se caracterizează prin aceea că tematica abordată este grupată pe cîteva probleme principale. În numărul 6 se studiază, de exemplu, două probleme, şi anume : coduri corectoare şi utilizarea multiplă a calculatoarelor electronice.

Problema codurilor se află de mult timp în centrul atenţiei specialiştilor, rezultatele obţinute fiind aplicate în numeroase domenii : codare optimală, sisteme de telecomandă industrială, telecomunicaţii cosmice etc.

În prezenta culegere se publică un articol al cunoscuţilor specialişti R. C. Bose şi D. K. Ray-Chaudhuri, care au creat o clasă de coduri denumite cu numele lor. Este vorba de codurile autocorectoare.

Problema codurilor Bose-Chaudhuri este discutată şi în alte articole din culegere, deoarece este vorba de o problemă foarte actuală. Se prezintă şi unele scheme principale privind posibilitatea de realizare a unor sisteme care să codeze şi să decodeze utilizînd acest cod.

Tot în prima parte trebuie reţinut un studiu semnat de S. Watanabe, în care autorul se ocupă de o categorie de maşini universale Turing, şi anume maşinile cu cinci simboluri şi opt stări şi maşinile cu cinci simboluri şi şase stări.

După cum se ştie, Shannon a studiat mai de mult maşina Turing universală, arătînd că există totdeauna posibilitatea ca de la o maşină Turing oarecare să se treacă la o maşină care utilizează numai două simboluri avînd M stări sau la o maşină care are numai două stări utilizînd N simboluri.

Problema generală a reţelelor de decodare formează obiectul unui studiu mai amplu, studiu cu care se termină prima parte a culegerii.

În partea a doua se studiază problemele utilizării cu multiprogram a maşinii Universităţii din Manchester (în particular este vorba despre sistemul de calcul Atlas), care reflectă una dintre tendinţele moderne de dezvoltare a calculatoarelor electronice rapide.

Instalaţia Atlas se caracterizează prin următoarele date : memorie cu ferite, cu o capacitate de 16 384 cuvinte ; memorie fixă, cu o capacitate de 8 192 cuvinte ; memorie auxiliară, cu o capacitate de 1 024 cuvinte ; memorie pe tambur magnetic, cu o capacitate de 98 304 cuvinte ; patru capete de citire pentru bandă perforată ; un mecanism de înregistrare etc.

Dispozitivul aritmetic permite efectuarea operaţiilor în sistemul de virgulă flotantă, fiecare număr avînd 48 de ordine binare, opt ordine fiind rezervate pentru rangul numărului.

Timpul de acces la memoria magnetică este de 2 μs.

Caracteristic pentru maşină este posibilitatea utilizării multiple a maşinii cu mai multe programe ale acestei instalaţii.

Astfel, pe maşină pot fi rezolvate simultan mai multe probleme, datorită unui sistem special denumit de autori supervizor.

Se descrie supervizorul şi se prezintă datele fundamentale privind programarea acestei maşini.

Volumul se încheie cu un articol al cunoscutului lingvist V. N. Yngve, care descrie o limbă informaţională pentru traducerile mecanice.

Volumul 7 al culegerii tratează, de asemenea, în prima parte probleme legate de teoria codării şi a codurilor corectoare. Se studiază atît problemele unor coduri nebinare, cît şi problemele unor coduri binare, cu distanţă minimă.

În prima parte se studiază şi unele probleme ale teoriei matematice a reţelelor liniare secvenţiale, care se utilizează tocmai în legătură cu codurile autocorectoare (studiul lui B. Elspas).

Prima parte referitoare la coduri cuprinde şi un studiu amplu privind relaţiile binare, închiderile şi corespondenţele lui Galois.

Problemele calculatoarelor electronice sînt cuprinse într-un studiu referitor la o maşină de calculat abstractă, condusă după program, şi într-un studiu privind unele aspecte ale multiprogramării.

Ca realizare tehnică se descrie un model de sistem cu reproducere, realizat de H. Jacobson.

Nivelul înalt al acestor lucrări arată dezvoltarea impetuoasă a ciberneticii, atît în domeniul sistemelor de transmitere a informaţiei cu stabilitate bună la perturbaţii, cît şi în domeniul utilizării intensive a calculatoarelor electronice.

E. Nicolau

DOCUMENTARE

Bejat, I. şi Savelli, M. **Tranzistorul „mesa" cu efect de cîmp.** În: Composant et mesures électroniques, nr. 60, ian 1965, p. 11—16.

Articolul este compus din două părţi: prima parte, aparţinînd lui I. Bejat, se ocupă de studiul structurii şi al parametrilor tranzistorului „mesa" cu efect de cîmp, iar a doua, aparţinînd lui M. Savelli, tratează, succint, diferitele tehnici de realizare şi se opreşte, pe larg, asupra rezultatelor obţinute. Tranzistorul „mesa" cu efect de cîmp suprapune efectul de cîmp unui tranzistor clasic de tip „mesa" cu baza difuzată, ceea ce face ca acest tranzistor să aibă caracteristici anodice comparabile cu cele ale unei pentode; de asemenea este de menţionat avantajul tranzistorului de a nu avea rezistenţe parazite de fiecare parte a canalului conductor. În încheiere, menţionăm că acest dispozitiv prezentat a făcut obiectul unui brevet francez datînd din 19 septembrie 1960, pe numele d-lor Bejat, Durand, Girard şi Savelli.

Suleimenova L. K. **Determinarea pe cale experimentală a caracteristicilor dinamice cazan-turbină cu metoda statistică.** În: Avtomatika i Telemehanika nr. 2, 1965, p. 262.

Pentru automatizarea unor obiecte de reglare trebuie să fie ridicate caracteristicile dinamice ale obiectelor. În momentul de faţă, pentru efectuarea acestei operaţii, se foloseşte pe scară tot mai largă metoda statistică. In articolul de faţă se recomandă utilizarea metodei statistice pentru obţinerea caracteristicii dinamice a unui bloc cazan-turbină. Se dau indicaţii referitoare la înregistrarea automată a unor parametri ai blocului, şi anume consumul de gaz şi debitul de abur supraîncălzit, cum şi metoda de calcul al mărimilor statistice. Articolul conţine un exemplu care înlesneşte înţelegerea şi aplicarea acestei metode.

Acharyya, S. C. **Sistem de alegere a pistei pentru tambur magnetic** (A track-selection system for a magnetic drum store). În: Electronic Engineering, **37**, nr. 444, feb 1965, p. 102—105.

Articolul se ocupă cu descrierea funcţionării şi proiectării unui comutator de selecţionare a pistelor, care poate fi utilizat într-un sistem de înregistrare cu tambur magnetic. Dispozitivul permite cuplarea numai a unui amplificator de citire sau înregistrare, cu tamburul, pe de o parte, şi cu una dintre celulele unei matrice, pe de altă parte. Performanţele unui dispozitiv realizat cu un tambur cu 16 piste, cuplat cu o matrice cu 4×4 celule, au fost satisfăcătoare.

Utilizarea tranzistoarelor în montaj impune anumite restricţii în ceea ce priveşte alegerea anumitor valori ale componenţilor, mai ales în cazul în care se folosesc două niveluri de tensiune.

În cazul în care se folosesc capete de citire (înregistrare cu bobinaje de inductanţă scăzută), montajul este simplu, economic şi foarte sigur în funcţionare.

Cu un tambur cu inductanţa bobinajelor capetelor mărită, necesitatea folosirii tranzistoarelor la tensiuni mai ridicate duce la creşterea costului comutatorului, siguranţa sa rămînînd însă aceeaşi.

Aizerman, M. A., Braverman, E. M. şi Roznoer L. I. **Utilizarea metodei „funcţiilor potenţiale" în reconstituirea caracteristicii unui convertor funcţional, cu ajutorul unor măsurători aleatorii.** În: Avtomatika i Telemehanika, nr. 12, 1964, p. 1 705.

În acest articol se ridică şi se rezolvă următoarea problemă: unui convertor cu n intrări ($x_1, x_2 \ldots x_n$) şi o ieşire y, nu i se cunoaşte caracteristica:

$$y = f(x_1, x_2, \ldots, x_n). \qquad (1)$$

În condiţiile în care ieşirea y depinde univoc de stările celor n intrări, se cere să se determine caracteristica 1 în timpul funcţionării obiectului studiat, cu ajutorul unor măsurători aleatorii. Pentru rezolvarea acestei probleme, în condiţii lipsite de perturbaţii, autorii propun doi algoritmi, enunţă teoremele de convergenţă ale algoritmilor şi le demonstrează în cele două anexe care însoţesc articolul. Pentru cazul în care reconstituirea caracteristicilor se face în prezenţa perturbaţiilor algoritmilor propuşi, li se aduc unele modificări astfel încît aceştia să fie utilizabili şi în acest caz. Problema tratată este de mare actualitate. În toate cazurile în care cu obiectul de studiat nu se pot executa experienţe de determinare a caracteristicii, se pot folosi algoritmii propuşi. Metoda permite automatizarea reconstituirii caracteristicilor obiectelor sistemelor adaptive, condiţie esenţială în proiectarea unor astfel de sisteme. Autorii demonstrează posibilitatea folosirii algoritmilor pentru executarea unor calcule numerice.

* * * **Verificarea tranzistoarelor montate în circuit.** In: Électronique professionnelle belge, nr. 221, oct 1964, p. 58—59.

Măsurarea curentului de fugă a unui tranzistor permite obţinerea unei indicaţii precise asupra stării acestui tranzistor. După cum se ştie, există numeroase aparate comerciale care permit măsurarea acestui curent pentru tranzistoarele neconectate în nici un circuit.

O firmă americană a realizat un aparat portativ pentru măsurarea curentului de fugă a tranzistoarelor „în circuit" ceea ce constituie un avantaj considerabil pentru depanarea montajelor electronice echipate cu tranzistoare.

Aparatul poate măsura un curent de fugă de ordinul 1μA, cu o rezistenţă de sarcină în colector de 500 Ω. Aparatul are baterii cadmiu-nichel de 1,25 V, ceea ce îi asigură o autonomie de funcţionare de 150—200 h. Realizarea simplă, modul de lucru, de asemenea simplu, împreună cu avantajele practice oferite de acest dispozitiv fac din aparatul descris un auxiliar preţios pentru toţi aceia care lucrează frecvent cu montaje tranzistorizate.

Krutova, I. N. şi Rutkovski, B. Iu. **Studiul sistemelor adaptive de ordinul doi cu model.** In : Avtomatika i Telemehanika, nr. 1, 1965, p. 73.

Autorii se ocupă cu studiul dinamicii sistemelor adaptive de ordinul doi, în condiţiile în care coeficienţii adaptivi nu conţin expresii cu integrale. Întrucît sistemele adaptive cu model se descriu de ecuaţii diferenţiale neliniare cu coeficienţi variabili prin metodele matematice cunoscute pînă în prezent, nu se poate găsi rezolvarea lor chiar şi pentru sisteme de ordin inferior. Pentru studiul unor astfel de sisteme se propune metoda planului fazelor în care traiectoriile sînt trasate cu ajutorul izoclinelor. Se studiază stabilitatea sistemului pentru diferite valori ale parametrilor obiectului de reglare, poziţia de echilibru în condiţiile unor amortizări pozitive şi negative şi influenţa acestora asupra stabilităţii sistemului. În încheiere se fac recomandări pentru proiectarea şi alegerea parametrilor sistemelor adaptive.

Funcţionarea şi utilizarea selectoarelor cu lamă vibrantă. In : Toute l'Électronique, nr. 290 şi 291, nov—dec 1964, p. 452—454 şi 484—489.

În prima parte a acestui articol, autorul examinează părţile componente ale unui selector cu lamă vibrantă, se indică modul de funcţionare şi se dau şi noţiunile fundamentale necesare în proiectare. Sînt descrise două modele de selectoare : unul comercial, cum şi o realizare personală a autorului. Apoi este abordată problema oscilatoarelor de la punctul de emisie ; se prezintă două tipuri de oscilatoare folosite la modulatoarele emiţătorului (LC şi diapazon).

În partea a doua a articolului se analizează un exemplu de telecomandă a unei vedete miniatură. Autorul descrie circuitele de la punctul de comandă, cum şi sistemul de transmisie (succesiv) şi punctul de recepţie.

Se subliniază avantajele utilizării selectorului cu lamă vibrantă ca element de selecţie în cazul transmiterii succesive a mesajelor. Articolul se adresează inginerilor ce lucrează în proiectarea instalaţiilor de telecomandă cu modulaţie în frecvenţă.

Orlov, V. A. **Sinteza funcţiei de transfer a unui regulator optimal.** In : Avtomatika i Telemehanika, nr. 1, 1965, p. 50.

În articol se rezolvă analitic problema aflării funcţiei de transfer a unui regulator optimal în condiţiile în care se cunosc : funcţia de transfer a obiectului de reglat şi perturbaţiile externe. Metodica elaborată permite să se determine parametrii optimali ai sistemului de reglare automată proiectat şi ai structurii acestuia. O atenţie deosebită se acordă indicelui de calitate al reglării. Problema este rezolvată pe baza unui exemplu cu un motor electric de curent continuu. Articolul este însoţit de două exemple şi se adresează specialiştilor din domeniul acţionărilor electrice.

Kerr, G. **Un nou tub cu gaz cu declanşare pentru funcţii logice.** In : The Radio and Electronic Engineer, vol. **28**, nr. 3, sept 1964, p. 207—215.

Utilizarea pe scară tot mai mare, în ultimii ani, a tuburilor mici cu declanşare pentru numărare şi alte aplicaţii logice a făcut necesară elaborarea de noi dispozitive care să satisfacă cerinţele aparatajului modern şi ale noii tehnici a circuitelor, ca: frecvenţe mai ridicate, niveluri de tensiune scăzute, stabilitate de durată, dimensiuni mici, o aşezare simplă a pieselor componente şi posibilitatea unei asamblări mecanice, o caracteristică precisă. Tubul prezentat satisface o parte a acestor cerinţe fiind indicat pentru utilizarea în circuite logice, care lucrează la frecvenţe pînă la 25 kHz.

Griggs, R. C. **Telemăsurile industriale.** In : Industrial Electronics, vol. **2**, nr. 8, aug 1964, p. 362—368.

În numeroase industrii, transmiterea de date la distanţă devine din ce în ce mai necesară. Faţă de tractoarele iniţiale care erau cuplate direct cu instrumente de măsură şi converteau mărimea măsurată într-un semnal apt de a fi transmis, măsurările moderne se fac pe baza principiului de echilibrare. Prelucrarea semnalului depinde de tipul de informaţie primită şi de metoda de transmitere şi constă în amplificare, convertire etc. În general, informaţia poate fi transmisă analogic sau numeric. Există mai multe sisteme de transmisie analogică. În transmisia numerică informaţia este transmisă sub forma unui cod de impulsuri. Codurile sînt, de obicei, protejate. O parte importantă a lanţului telemecanic o reprezintă circuitele de transmisie care pot fi : circuite purtătoare pe linii de forţă, linii proprietatea utilizatorului, linii închiriate de la poştă, canale radio. Se arată considerentele de care s-a ţinut seamă în alegerea unui tip de circuite : preţ de cost, siguranţă etc. Se prezintă considerente privind alegerea sistemului de afişare sau înregistrare a mărimilor : indicator cu scală, înregistrator analogic pe mărime sau comun la mai multe mărimi, indicator numeric. Este recomandabilă utilizarea unui sistem flexibil şi sigur în funcţionare. Se analizează sistemele de multiplicare a canalelor.

Foote, R. S. şi Johnson, D. **Numărător de impulsuri cu decade de mare viteză.** In : Review of Scientific Instruments, vol. **35**, nr. 9, sept 1964, p. 1126—1130.

Articolul prezintă rezultatele utilizării unei logici de numărare cvinar-binare, în scopul creşterii vitezei de numărare a impulsurilor. S-au obţinut viteze de numărare pînă la 100 MHz. Partea cvinară utilizează cinci etaje cu diode-tunel pentru realizarea diviziunii cu cinci. Partea binară utilizează tranzistoare obişnuite de înaltă frecvenţă. Diodele-tunel, aşezate în cascadă, sînt basculate succesiv din starea de joasă în starea de înaltă tensiune, prin impulsuri de tensiune. Timpul de revenire este scurt. Pentru decodificare, nivelul tensiunii scării de diode-tunel este comparat cu o scară de referinţă şi se acţionează tuburi indicatoare zecimale. Blocurile care formează numărătorul sînt : formatorul de impulsuri, numărătorul de impulsuri decadic şi convertorul tensiune-numeric.

Izumi, I. şi Kokubu, M. **Stabilizator reglabil tranzistorizat de înaltă tensiune cu control în curent alternativ.** In : Electronic Engineering, vol. **36**, nr. 438, aug 1964, p. 554—556.

Proiectarea unui stabilizator reglabil tranzistorizat de înaltă tensiune este complicată din cauza limitării tensiunii admisibile între colectorul şi emiterul tranzistoarelor. Utilizarea mai multor tranzistoare în serie prezintă dificultăţi la stabilizatoarele de tensiuni de cîteva sute de volţi. Utilizarea în regulator a unui convertor c.c. — c.c. este complicată. Metoda propusă constă în reglarea la un nivel alternativ de joasă tensiune şi conversia la tensiunea înaltă cerută prin utilizarea unei impedanţe în serie cu primarul transformatorului. Sistemul este similar regulatoarelor cu conversie c.c. — c.c. sau celor de tip amplificator magnetic, dar nu utilizează nici un convertor c.c. — c.c. Performanţele stabilizatorului sînt : tensiune de ieşire 200 — 800 V ; curent de sarcină 0—5 mA ; rezistenţă de ieşire < 100Ω ; raport de stabilizare ≈100 : 1 ; pulsaţii < 10 mV_{ef} ; timp de răspuns < < 0,1 ms ; coeficient de temperatură < 0,01 %/°C ; stabilitate de lungă durată 0,1 %/zi ; stabilitate de scurtă durată 1 m/V 5 s, zgomot (în banda 0,1—4 kHz) < 1 mV.

CRONICĂ

800 de ani de la primul Tîrg din Leipzig (1165-1965)

Anul 1165 marchează începutul erei Tîrgurilor internaţionale la Leipzig. Organizarea apoi, an de an, a acestor Tîrguri, la Leipzig, a devenit o tradiţie şi o necesitate a producătorilor de mărfuri de tot felul, din întreaga lume, care veneau să prezinte cele mai bune mărfuri în acest centru al Europei. Leipzigul, prin poziţia sa geografică, a constituit totdeauna un punct de legătură între Europa de est şi vest, un punct de întîlnire a tuturor drumurilor comerciale din Europa.

Această tradiţie s-a păstrat pînă astăzi cînd s-a organizat Tîrgul jubiliar consacrat împlinirii a 800 de ani de la primul Tîrg din Leipzig.

Astfel, între 28 februarie şi 9 martie a. c. s-a desfăşurat Tîrgul de primăvară din acest an sub lozinca : „A 800-a aniversare a Tîrgului de la Leipzig pentru comerţ mondial liber şi pentru progres tehnic".

La acest tîrg, pe o suprafaţă de 344 000 m², dintre care 116 000 m² au fost destinaţi străinătăţii, şi-au expus produsele 10 450 de firme din 75 de ţări, au fost prezenţi cumpărători din aproape 100 de ţări, iar 18 state au participat cu expoziţii colective oficiale.

Pe lîngă ţara gazdă şi celelalte ţări din lagărul socialist (U.R.S.S., R. P. Română, R.P. Polonă, R. S. Cehoslovacă, R. P. Ungară, R. P. Bulgaria, R.S.F. Iugoslavia, Republica Cuba, R. P. Chineză, R. P. Mongolă şi R. D. Vietnam), o mare participare au avut statele industriale occidentale ca : Franţa, Anglia, Italia, Suedia, Elveţia. Au participat la Tîrgul jubiliar şi multe ţări neeuropene ca : India, Japonia, Indonezia, Pakistan, Liban, Republica Arabă Unită şi alte ţări din regiunea arabo-africană, cum şi S. U. A., Canada, Brazilia, Argentina etc.

Ţările socialiste au fost reprezentate de peste 250 întreprinderi de comerţ exterior, expoziţiile lor colective şi individuale ocupînd o suprafaţă de 40 000 m².

Cea mai mare participare din tot Tîrgul, în afară de ţara gazdă care a expus produse ale tuturor ramurilor industriale, a avut-o Uniunea Sovietică.

Ţara noastră a prezentat la acest Tîrg cele mai noi realizări din domeniul construcţiilor de maşini (maşini-unelte, strungul carusel, tractoare, camioane, locomotiva Diesel electrică, instalaţii de foraj, cîteva tipuri de vagoane etc.), ocupînd o suprafaţă de expunere în total de 2 100 m².

Amintim cu mîndrie că şi în acest an, cu ocazia concursului organizat de direcţia Tîrgului, pentru cel mai bun produs, cu cel mai înalt nivel tehnic din ramura constructoare de maşini, tractorul românesc U — 650 a obţinut medalia de aur şi diploma de onoare pentru înaltul său nivel tehnic şi pentru modul de prezentare.

Cu un an în urmă, tot un produs românesc — instalaţia de foraj 3DH-200 — a primit medalia de aur a Tîrgului de la Leipzig. Tot în cadrul expoziţiei ţării noastre la Leipzig, din primăvara acestu ian, vizitatorii au putut aprecia calitatea unor produse ca : maşini-unelte automate şi semiautomate, motoare electrice, aparate frigorifice, aparate optice şi de mecanică fină.

Cu ocazia Tîrgului jubiliar de la Leipzig au avut loc numeroase manifestări ştiinţifice ca simpozioane internaţionale, congrese şi conferinţe de specialitate la care au participat peste 400 oameni de ştiinţă şi specialişti din R.D.G. şi din alte ţări. Conferinţele de specialitate s-au ocupat, printre altele, şi de produse ale industriei electrotehnice şi electronice. În cadrul a peste 100 de conferinţe informative, expozanţii din diferite ţări au dat relaţii în legătură cu avantajele economice şi caracteristicile tehnice ale produselor prezentate.

Delegaţii guvernamentale şi parlamentare din diferite ţări, printre care şi delegaţia ţării noastre, personalităţi ale vieţii economice şi politice au vizitat Tîrgul jubiliar de la Leipzig, care constituie un pas important pe calea progresului tehnic, pe calea lărgirii comerţului internaţional liber, pe calea lărgirii schimbului de experienţă între producătorii şi oamenii de ştiinţă din diferite ţări ale lumii.

Şi în acest al 800-lea an al Tîrgurilor internaţionale, Leipzigul s-a afirmat a fi cel mai important centru de întîlnire a oamenilor de afaceri şi a reprezentanţilor pieţii economice din lumea întreagă, iar în lumina ideilor noi Tîrgul de la Leipzig din primăvara acestui an a fost factor activ în afirmarea principiilor coexistenţei paşnice între state cu orînduiri sociale diferite.

Sesiunea tehnico-ştiinţifică a Institutului de proiectare de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare

În cadrul acestei sesiuni, care a avut loc între 17 şi 18 aprilie 1965, s-au prezentat 31 comunicări privind realizări din activitatea I.P.A. în ultimii doi ani.

Sesiunea a fost deschisă cu următoarele expuneri generale : „Realizări ale Institutului de proiectare de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare (I.P.A.)", de tov. director *Gh. Tunsoiu*, şi „Linii directoare tehnice urmate de I.P.A. la introducerea automatizării în instalaţiile industriale din R.P.R.", de tov. director tehnic *M. Sîrbu*. Subiectele comunicărilor se pot împărţi în cinci grupe mari.

Aparatură de automatizare şi telemecanică, asimilată în fabricaţie curentă în R.P.R., concepută în I.P.A. (12 comunicări) :

G. Weinrich — Sistemul de reglare unificat tranzistorizat pentru procese dinamice rapide UNIDIN ;

I. Argintaru — Elemente NICI şi TIMP din sistemul UNILOG — tip A ;

I. Tutunaru — Seria de blocuri de ieşire şi de alimentare din sistemul de comutaţie statică UNILOG — tip A ;

C. Ilie — Elemente electromecanice noi proiectate în I.P.A. ;

V. Tudoroiu — Echipament de telemecanică în cod de impulsuri pentru cîmpuri de extracţie de gaz metan ;

L. Vîlcov — Aparatură de telemecanică pentru sonde de petrol ;

I. Felea — Ansamblu de control automat al stării sondelor de ţiţei dintr-un cîmp telemecanizat ;

E. Weissman — Instalaţii de telecomandă şi telesemnalizare pentru centralizare feroviară ;

D. Negreanu — Aparatură de telecomandă în cod de impulsuri pentru maşini de ridicat ST-212-R ;

I. Ciontea — Reţea pasivă pentru compensarea variaţiei de temperatură ;

N. Costake — Echipament numeric de optimizare pentru două sau trei variabile ;

I. Landau — Amplificator operaţional de mare precizie pentru calculatoare analogice.

Automatizări industriale importante realizate după proiecte I.P.A. (6 comunicări) :

D. Teodoru — Rezultate experimentale în automatizarea cazanelor pînă la 50 t/h ;

E. Şofan — Acţionări electrice cu turaţie variabilă folosind motoare de c.c. alimentate prin amplificatoare magnetice ;

C. Ilie — Analiza controlului centralizat actual în extracţia ţiţeiului ;

P. Mihordea — Unele variante de reglare automată a tensiunii convertizorului de 50/8 000 Hz, folosite în tehnologia industrială ;

A. Cuşută — Automatizări în fabricile de ciment şi sticlă ;

S. Anastasiu — Complex de comandă pe grilă pentru redresoare comandate şi folosirea sa în instalaţii industriale.

Automatizări de maşini-unelte (4 comunicări) :

E. Cojocaru — Realizări în domeniul acţionării şi automatizării maşinilor-unelte în I.P.A. ;

Z. Poszar — Sistem de comandă pentru copierea în volum contur la o maşină de frezat ;

A. Davidovici — Unitatea de programare a maşinilor-unelte cu comandă numerică de poziţionare ;

G. Flexer — Analiza automatizării maşinilor-unelte şi rezultatele din exploatare a modelului experimental al strungului ŞN-320 A cu comandă program la Uzina „Autobuzul".

Probleme generale din automatică aplicată au fost expuse în 8 comunicări :

I. Landau — Consideraţii asupra funcţionării regulatoarelor bipoziţionale autobasculante ;

D. Totolici — Metodologie de calcul privind determinarea eficacităţii economice a introducerii unor etape de automatizare în industria de prelucrare a ţiţeiului ;

S. Felea — Procedee de supraveghere automată şi admisiune a execuţiei telecomenzilor ;

M. Duma — Analiza eficacităţii unor procedee de protecţie utilizate în sistemele telemecanice cu cod de impulsuri ;

V. Tudoroiu — Aspecte specifice ale transmiterii numerice de date în telemecanică ;

I. Papadache — Metodă pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator de tip PID ;

E. Weissman — Elemente şi scheme de comutaţie statică cu siguranţă la defectare ;

E. Procopovici — Consideraţii privind siguranţa blocurilor funcţionale cu aplicaţie la registrul numărător cu prestabilire şi protecţie automată împotriva erorilor de numărare.

Modelarea sistemelor de reglare :

M. Leon — Contribuţii la modelarea sistemelor de reglare automată pe calculatorul analogic.

Asupra acestor grupe de comunicări se pot face următoarele consideraţii generale.

Din prima categorie menţionăm : Sistemul de reglare unificat pentru procese rapide (UNIDIN) şi sistemul de comutaţie statică UNILOG, ambele în fabricaţie de serie la Uzinele „Electromagnetica", cum şi aparatura de telemecanică pentru cîmpurile de extracţie petrolieră şi a gazului metan, fabricată de aceeaşi uzină. Trebuie, de asemenea, semnalată — deşi nu s-a ajuns încă în faza de fabricaţie de serie — realizarea unui optimizator pentru procese cuprinzînd pînă la trei variabile, al cărui prototip a fost pus în exploatare şi a dat rezultate încurajatoare.

Industria cimentului, care cunoaşte o dezvoltare importantă în R.P.R., este dotată cu utilaje în cea mai mare parte fabricate în ţară. O automatizare adecvată a făcut obiectul unor cercetări extinse de către I.P.A., care au ajuns deja la rezultate definitive şi care au fost expuse în comunicările de la sesiune. Un progres important s-a făcut în ce priveşte dotarea cu aparatură de măsură şi reglare a cazanelor cu abur, fabricate în R.P.R. pe baza experimentărilor şi proiectelor tip realizate în I.P.A.

Un domeniu în care activitatea I.P.A. pentru automatizare a avut o dezvoltare intensă, cu importante realizări practice, este acela al automatizării maşinilor-unelte. Se menţionează, în special, automatizarea familiei de strunguri carusel şi maşinile de alezat şi frezat prezentate la sesiune.

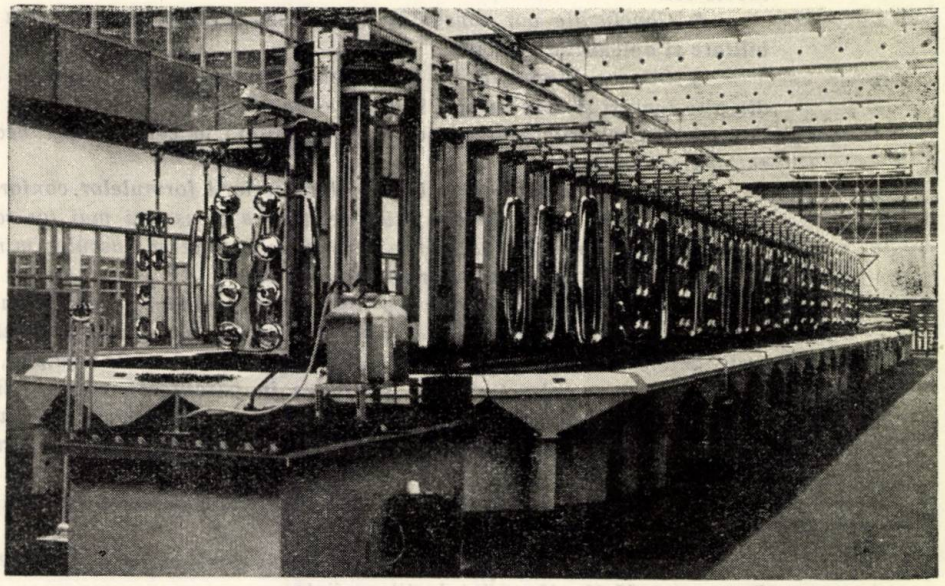
În cadrul problemelor generale ale automaticii, comunicările au reflectat numeroase preocupări cu aspecte teoretice aplicate în automatizările proiectate în I.P.A. În telemecanică, de exemplu, s-au expus metode pentru construcţia elementelor cu siguranţă în funcţionare şi criterii pentru analiza protecţiei în legătură cu codurile prin impulsuri.

În ultimul timp, modelarea proceselor de reglare a devenit o preocupare la I.P.A. pentru studierea mai temeinică a proiectelor de automatizare. Unele concluzii de interes general au fost expuse în comunicarea prezentată la sesiune.

La această sesiune au participat numeroşi specialişti din domeniul automaticii din diferite ministere, instituţii de proiectare, industrii importante, cum şi din învăţămîntul tehnic superior. Discuţiile pe marginea comunicărilor prezentate au fost animate şi desigur că I.P.A. a putut trage concluzii importante din părerile exprimate în ce priveşte orientarea activităţii sale viitoare.

I. P.

GALVANO-TEHNICA MODERNĂ



BLASBERG livrează :

Cea mai mare instalaţie pentru dublă nichelare din Europa, complet automatizată →

Instalaţii de mare capacitate şi unităţi de automatizare pentru toate procedeele de îmbunătăţire a suprafeţelor
Instalaţii speciale pentru neutralizarea apelor reziduale
Produse chimice de înaltă calitate şi preparate pentru orice operaţie de îmbunătăţire pe cale galvanică şi chimică a suprafeţelor metalelor

Produse speciale printre care :
Instalaţii de automatizare complexă cu comandă program
Băi de nichelare lucioasă de mare productivitate, cu densităţi de curent pînă la 16 A/dm²
Băi de cromare dură
Băi de cromare cu reglare automată
Instalaţii de protecţie de crom pentru evitarea vaporilor nocivi

Băi pentru acoperire cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, acide şi alcaline
Băi pentru zincare lucioasă
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF – TR
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF
Băi pentru cositorire lucioasă
Băi pentru cositorire lucioasă „STANNOSTAR"
Eloxal lucios
Paste lichide de şlefuit şi lustruit

CONSULTAŢIILE DE SPECIALITATE SÎNT GRATUITE

BLASBERG

Friedr. Blasberg, Solingen
G. m. b. H. & Co. KG
Spezialfabrik für Galvanotechnik
Telefon (02122) 78061 · 565 Solingen-Merscheid · FS 08514835

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de Documentele de Partid și de Stat, privind îndeosebi introducerea tehnicii, noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie, pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele) atît cele speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteză), revista, volumul, numărul, luna și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

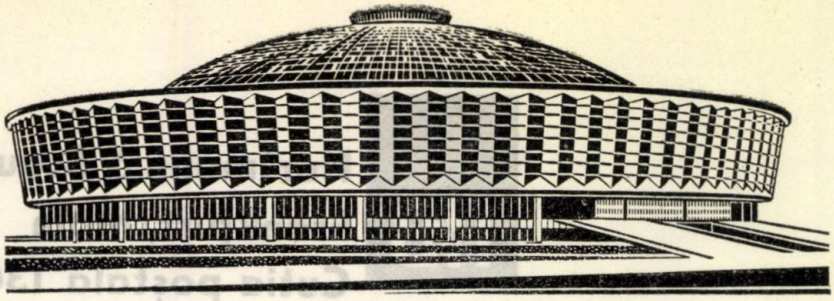
13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

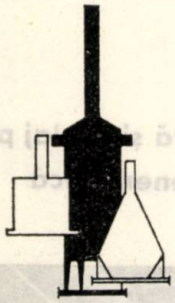
14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri, funcții, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

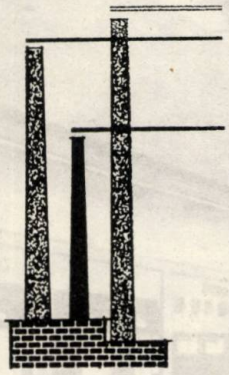
15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

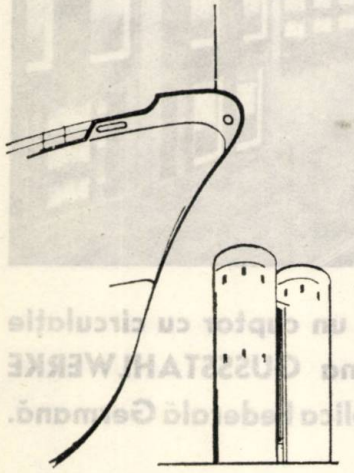
16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

Bucuresti









proiectează şi produce

instalaţii de extracţie pneumatice cu pompe Fuller şi transportoare cu aer FH

dispozitive de repartiţie pneumatice

instalaţii de încărcare mobile pneumatice

instalaţii de evacuare pneumatice pentru silozuri

instalaţii pneumatice pentru eliminarea cenuşii

instalaţii de rapel pneumatice pentru praful zburător

instalaţii Fuller-Peter pentru mori de măcinare centrale, pentru încălzirea directă a cuptoarelor şi cazanelor şi pentru uscarea materialului de măcinat

repartitor-Bailey, repartitor de albie-lanţ şi repartitor de valţ pentru produse (mărfuri) sub formă de praf şi granulaţie fină

răcitor în formă de grătar elicoidal-Fuller şi răcitor orizontal-Fuller cu călire în aer pentru clincher de ciment, calcar, minereuri, dolomit

concasor de clincher

pod-transportor cu lanţ

şubăr turnat, şubăr de închidere, valvă cu două căi

indicator electronic de buncăr şi sonde electronice de siloz pentru controlul conţinutului silozurilor şi al rezervoarelor

instalaţie de distribuţie şi de reglare

cuptor tubular pentru prelucrarea ţiţeiului şi pentru procese chimice

căptuşeli speciale pentru cuptoare industriale, îndeosebi planşeuri şi pereţi suspendaţi pentru cuptoare metalurgice, precum şi planşeuri suspendate pentru cuptoare-tunel

crematoriu pentru gunoaie (deşeuri)

crematoriu pentru deşeuri industriale

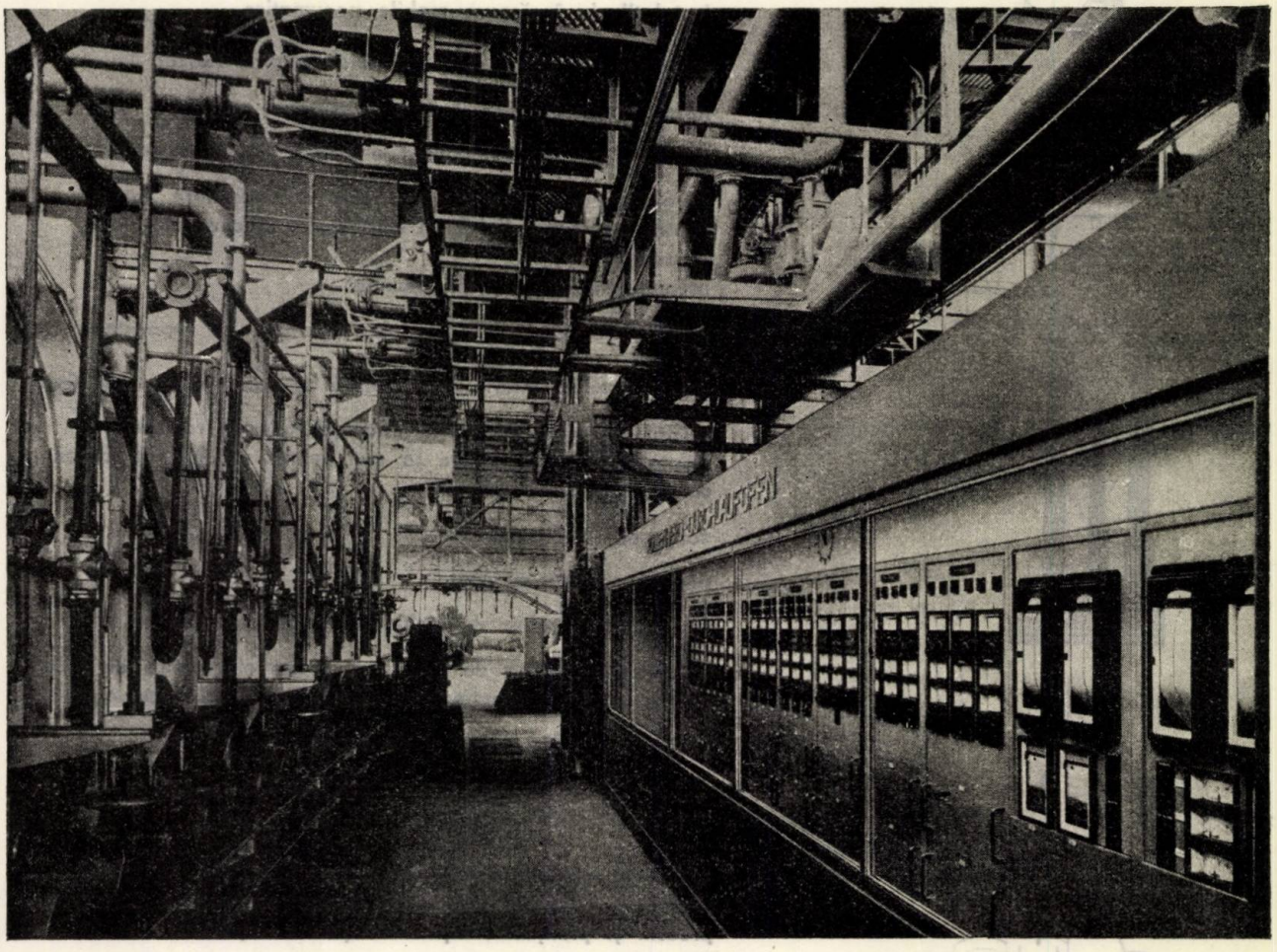
Hamburg

CLAUDIUS PETERS

AKTIENGESELLSCHAFT · HAMBURG

Hartmann & Braun A.G.
Frankfurt/Main
Cutia poștală 1361

livrează instalații complete de măsură și reglaj pentru chimie, petrochimie, metalurgie și energetică



Dispozitiv de măsurare pentru un cuptor cu circulație cu 20 de zone, livrat de firma GUSSSTAHLWERKE WITTEN A.G. din Witten, Republica Federală Germană.

H&B · H&B S&F · H&B ELIMA · H&B PNEUMATIK · H&B BARTON EUROPA · Eurocomp

HARTMANN & BRAUN · MESS- UND REGELTECHNIK

HARTMANN & BRAUN AG · 6 Frankfurt/M.-West 13 · Postfach 1361 · 77 06 11 Frankfurt/M. · 4-14071 hubag ffm

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES
OKTATÁSI INTÉZET
KÖZPONTI

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.316.451–523.8: 518.5
Печеску, К. и *Ройзман, В.:*

Аналоговые вычислительные блоки для разработки нового типа защитного реле для энергетических систем.

Automatica şi Electronica nr. 3, май-июнь 1965, стр. 97–107

Описываются подробности конструирования нового типа дистанционного реле на транзисторах, предназначенного для защиты высоковольтной линии. С помощью этого реле можно получить любой тип эллиптической и кругообразной характеристики. Приводятся экспериментальные результаты.

ДК 621.375.126.001.24
Вылков, Н. и Поепару, Д.:

Усилитель с нагрузкой тина вводной команды.

Automatica şi Electronica nr. 3, май-июнь 1965, стр. 107–113

Рассчитываются уравнения полосового усиления и выходного сопротивления лампового усилителя типа вводной команды, в линейном режиме. Эти уравнения представлены графически в зависимости от значений цепных элементов в двух случаях: 1) T_1 пентод T_2 триод; 2) идентичные лампы.

Приводятся также выражения ответа в переходном режиме, как для переднего, так и для горизонтального участка кривой.

ДК 621.317.72.089.6: 621.385.2
Мила, А. и *Попеску Р.:*

Источник базового напряжения с диодами Зенера, для замены элементов Вестона.

Automatica şi Electronica nr. 3, май-июнь 1966, стр. 113–117

После краткого описания работы основных схем параметрических стабилизаторов напряжения с диодами Зенера, рассматривается такого рода стабилизатор, питаемый сетью переменного тока. оснащенный делителем напряжения так, чтобы выходное напряжение составляло, 1,018 в. Анализируются возможности сведения до минимума объема и веса прибора. Далее приводятся экспериментальные результаты, полученные с образцом прибора; изготовленным Бухатестским метрологическим институтом.

ДК 621.375.2: 621.396.645.1
Муса, Г.:

Трубки с холодным катодом.

Automatica şi Electronica nr. 3, май-июнь 1965, стр. 117–127

Вкратце рассматривается работа трубок с холодным катодом, причем приводится ряд основных схем,применяемых при использовании подобных трубок. Вместе с тем даются характеристики различных трубок с холодным катодом, выпускаемых в различных странах, а также их характеристики в связи с головным образцом, сконструированным в РНР Бухарестским физическим институтом.

ДК 621.375.2: 621.396.645.1
Бэженеску, Т:

Магнитные операционные усилители.

Automatica şi Electronica nr. 3, май-июнь 1965, стр. 127–132

Рассматриваются свойства и основные параметры магнитного усилителя, используемого в качестве операционного элемента в аналоговых счетно-вычислительных машинах, а также дается обзор результатов, достигнутых с помощью счетно-вычислительной токоаналоговой машины.

НОВОСТИ 133–136
РЕЦЕНЗИИ 136–138
ДОКУМЕНТАЦИЯ 138–139
ХРОНИКА 140–141

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.316.451–523.8:518.5
Penescu, C. und *Roisman, W.:*

Analogberechnungsblocks für den neuen Typ eines Schutzrelais der Kraftstromsysteme.

Automatica şi Electronica 9, H. 3, Mai-Juni 1965, S. 97–107

Der Verfasser beschreibt im einzelnen den Aufbau eines neuen transistorbestückten Fernrelaistyp für den Schutz von Hochfrequenzlinien. Mit Hilfe dieses Relais kann jede Art einer elliptischen oder kreisförmigen Kennlinie erzielt werden. Es werden die Versuchsergebnisse angeführt.

DK 621.375.126.001.24
Vîlcov, N. und *Poenaru, D.:*

Leistungsverstärker der Type „Bootstrap"

Automatica şi Electronica 9, H. 3, Mai-Juni 1965, S. 107–113

Es werden die Kennlinien der Bandverstärkung und des Ausgangswiderstandes des Röhren-Verstärkers „Bootstrap" im linearen Zustand berechnet. Diese Kennlinien werden graphisch im Verhältnis zu den Werten der Schaltungselemente für zwei Fälle dargestellt: 1) T_1 Pentode, T_2 Triode; 2) gleichwertige Röhren.

Ferner werden auch die Kennlinien der Antwort in nichtstationärem Zustand angegeben.

DK 621.317.72.089.6 :621.385.2
Millea, A. und *Popescu, R.:*

Quellen für Referenzspannung mit Zenerdioden als Ersatz für Westonelemente.

Automatica şi Electronica 9, H.3, Mai-Juni 1965, S. 113–117

Nach einer kurzen Darlegung der Arbeitsweise der hauptsächlichen Schaltungen von parametrischen Spannungsstabilisatoren mit Zenerdioden, wird ein mit Wechselspannung betriebener Stabilisator beschrieben, der mit einem Spannungsteiler ausgerüstet ist und eine Ausgangsspannung von 1,018 V auf weist. Es werden die Möglichkeiten einer höchstmöglichen Verringerung der Abmessung und des Gewichts des Apparats analysiert. Abschliessend werden die Versuchsergebnisse angegeben, die mit dem im Bukarester Metrologieinstitut entwickelten Prototyp erzielt wurden.

DK 621.385.12.012.6
Musa, G.:

Elektronenröhren mit kalter Kathode.

Automatica şi Electronica 9, H.3, Mai–Juni 1965, S. 117–127

Es wird kurz die Betriebsweise der Elektronenröhren mit kalter Kathode beschrieben und einige Grundschaltungen für auf solche Weise bestückte Vorrichtungen angegeben. Ferner werden die Kennlinien einiger Röhren mit kalter Kathode verschiedener Herkunft, sowie die Kennlinien der Trioden mit kalter Kathode angezeigt, die im Bukarester Physik-Institut als Prototyp entwickelt wurden.

DK 621.375.2 :621.396.645.1
Bălenescu, T.:

Magnetische Operationalverstärker.

Automatica şi Electronica 9, Mai–Juni 1965, S. 127–132

Es werden die Eigenschaften und die bezeichnenden Parameter des Magnetverstärkers analysiert, der als Operationalelement in den Analogrechern verwendet wird. Der Verfasser gibt sodann einen Überblick über die Leistung eines Analogrechners.

NEUHEITEN 133–136
BUCHBESPRECHUNGEN 136–138
DOKUMENTATION 138–139
CHRONIK 140–141

SOMMAIRE

CD 621.316.451–523.8: 518.5

Penescu, C. et *Roisman, W.:*

Blocs analogiques de calcul utilisés pour réaliser un nouveau type de relais de protection des systèmes énergétiques.

Automatica şi Electronica 9, no. 3, mai–juin 1965, p. 97–107

On présente des détails concernant la réalisation d'un nouveau type de relais de distance transistorisé destiné à la protection d'une ligne de haute fréquence. A l'aide de ce relais on peut obtenir n'importe quel type de caractéristique elliptique ou circulaire. On présente aussi des résultats expérimentaux.

CD 621.375.126.001.24

Vîlcov, N. et *Poenaru, D.:*

L'amplificateur à charge de type „bootstrap".

Automatica şi Electronica 9, no, 3, mai-juin 1965, p. 107–113

On calcule les expressions de l'amplification en bande et de la résistance à la sortie de l'amplificateur „bootstrap" à tubes, en régime linéaire. Ces expressions sont représentées graphiquement en fontion des valeurs des éléments du circuit, considérant deux cas différents: 1) T_1 pentode, T_2 triode; 2) tubes identiques.

On donne aussi les expressions de la réponse en régime transitoire, pour le front ainsi que pour le palier.

CD 621.317.72.089.6 :621.385.2

Millea, A. et *Popescu, R.:*

Source de tension de référence à diode Zener pour le remplacement des éléments Weston.

Automatica şi Electronica 9, no. 3, mai–juin 1965, p. 113–117

Après une présentation succincte du fonctionnement des principaux schémas des stabilisateurs paramétriques de tension dotés de diodes Zener, on décrit un de ces stabilisateurs, alimenté par le réseau de courant alternatif et pourvu d'un diviseur de tension qui établit la tension de sortie à 1,018 V. On analyse les possibilités de réduction au minimum du volume et du poids de l'appareil. On présente les résultats expérimentaux obtenus avec le prototype réalisé à l'Institut de métrologie de Bucarest.

CD 621.385.12.012.6

Musa, G.:

Tubes à cathode froide.

Automatica şi Electronica 9, no. 3, mai-juin 1965, p. 117–127

On décrit sommairement le mode de fonctionnement des tubes à cathode froide et l'on présente quelques schémas fondamentaux utilisés dans les montages qui comprennent ces tubes. On présente aussi les caractéristiques des triodes à cathode froide, réalisées dans notre pays, comme prototype, à l'Institut de physique de Bucarest.

CD 621.375.2 :621.396.645.1

Băjenescu, T.:

Amplificateurs magnétiques opératifs.

Automatica şi Electronica 9, no. 3, mai-juin 1965, p. 127–132

On examine les propriétés et les paramètres représentatifs de l'amplificateur magnétique utilisé comme élément opératif dans les calculateurs analogiques et on passe en revue les performances d'un calculateur à analogie de courant.

ACTUALITÉS 133–136

COMPTES RENDUS 136–138

DOCUMENTATION 138–139

CHRONIQUE 140–141

CONTENTS

DC 621.316.451–523.8:518.5

Penescu, C. and *Roisman, W.:*

Analogical calculation blocks used to achieve a new type of protection relay of power systems.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, may-june 1965, p. 07–107

Some details are given concerning the realization of a new type of transistorised distantly controlled relay for the protection of a high-frequency line. Any type of elliptical or circular characteristics may be obtained by means of this relay. Some experimental results are also given.

DC 621.375.126.001.24

Vîlcov, N. and *Poenaru, D.:*

The load amplifier of the „bootstrap" type.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, may-june 1965, p. 107–113

The expressions of the band amplification and output resistance of the „bootstrap" amplifier with tubes in linear regime are calculated. These expressions are represented graphically as a function of the values of circuit elements in two cases: 1) T_1 pentode, T_2 triode; 2) identical tubes.

The expressions of the transitory regime for both the front and the intermediary part are given.

DC 621.317.72.089.6 :621.385.2

Miliea, A. and *Popescu, R.:*

Reference voltage source with Zener diodes for the substitution of Weston elements.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, may-june 1965, p. 113–117

After briefly explaining the working of the main types of parametric voltage stabilizers with Zener diodes, the authors describe such a stabilizer fed from the alternating-current network and designed with a voltage divider, so that an output voltage of 1,018 V is obtained. The possibilities of reducing to the minimum the volume and weight of the apparatus are analysed. The experimental results obtained with the prototype achieved at the Bucharest Metrology Institute are also given.

DC 621.385.12.012.6

Musa, G.:

Cold-cathode tubes.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, may-june 1965, p. 117–127

The way of working of cold-cathode tubes is shortly described and some basic schemes involving the use of such tubes are presented. Some information is given concerning the characteristics of cold-cathode tubes produced in different countries as well as the caracteristics of similar tubes produced as prototype at the Bucharest Physical Institute.

DC 621.375.2 :621.396.645.1

Băjenescu, T.:

Magnetic operational amplifiers.

Automatica şi Electronica 9, nr. 3, may–june 1965, p. 127–132

The properties and representative parameters of the magnetic amplifier used as operational element in the analogue computers are examined and the performances of a current analogy computer are reviewed.

NEWS 133–136

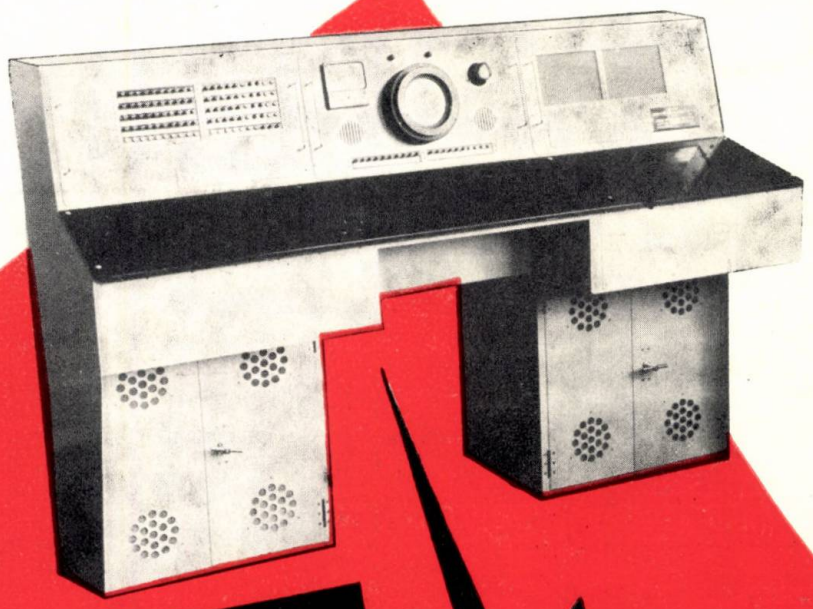
REVIEWS 136–138

DOCUMENTATION 138–139

CHRONICLE 140–141

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

MICM ICPE



INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREȘTI, BD. T. VLADIMIRESCU 45, TELEFON 16.41.40, 16.41.48

primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.

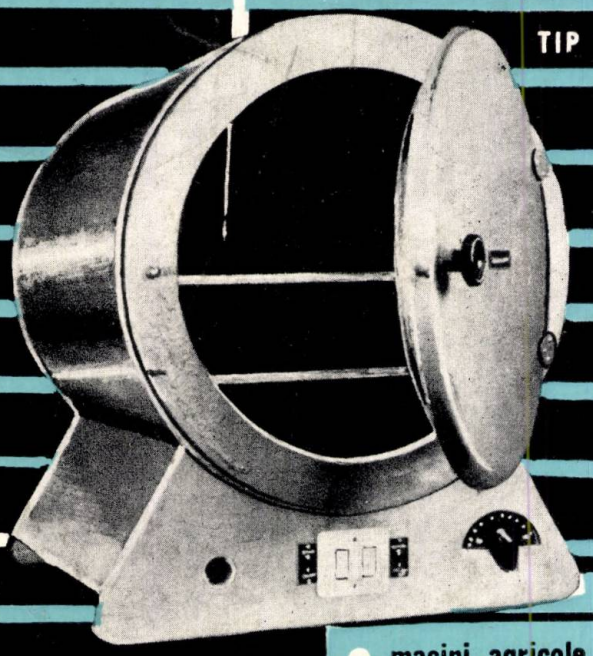
Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, cum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.

1965 AUG 25

UZINA TEHNOMETAL TIMIŞOARA

produce:

• ETUVA ELECTRICĂ TIP E 150



Camera de încălzire
∅ 395 × 390 mm
Domeniul temperaturilor de lucru 40 — 15°C
Menţinerea temperaturii se face cu o precizie de ±2 la 130°C

La cerere se livrează cu accesorii pentru determinarea umidităţii produselor agricole vegetale

- maşini agricole pentru selectarea şi tratarea seminţelor;
- utilaje complete pentru complexe avicole;
- uscătoare de furaje verzi;
- instalaţii complexe de nutreţuri combinate;
- instalaţii complexe pentru silozuri;
- transportoare cu melc şi cu bandă;
- elevatoare simple şi duble;
- utilaje pentru fabricile de zahăr şi de ulei;
- lanţuri industriale şi comerciale;
- cablu pentru vitezometre la autovehicule;
- o gamă variată de ţesături şi împletituri din sîrmă, cum şi table perforate.

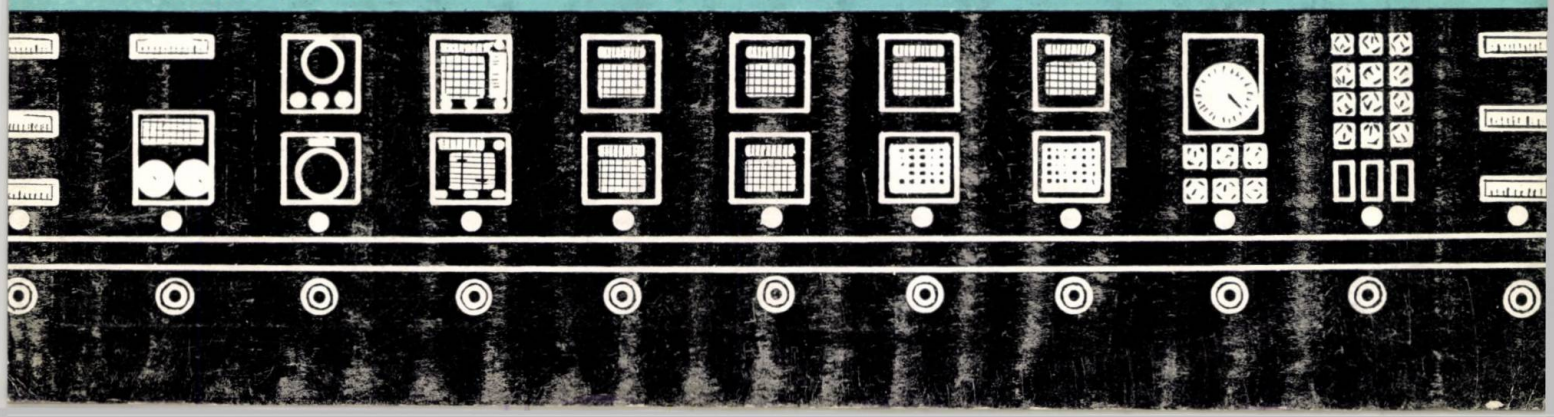
ucm

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

4

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 9 • NR. 4 • IULIE — AUGUST • 1965



MICM
ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

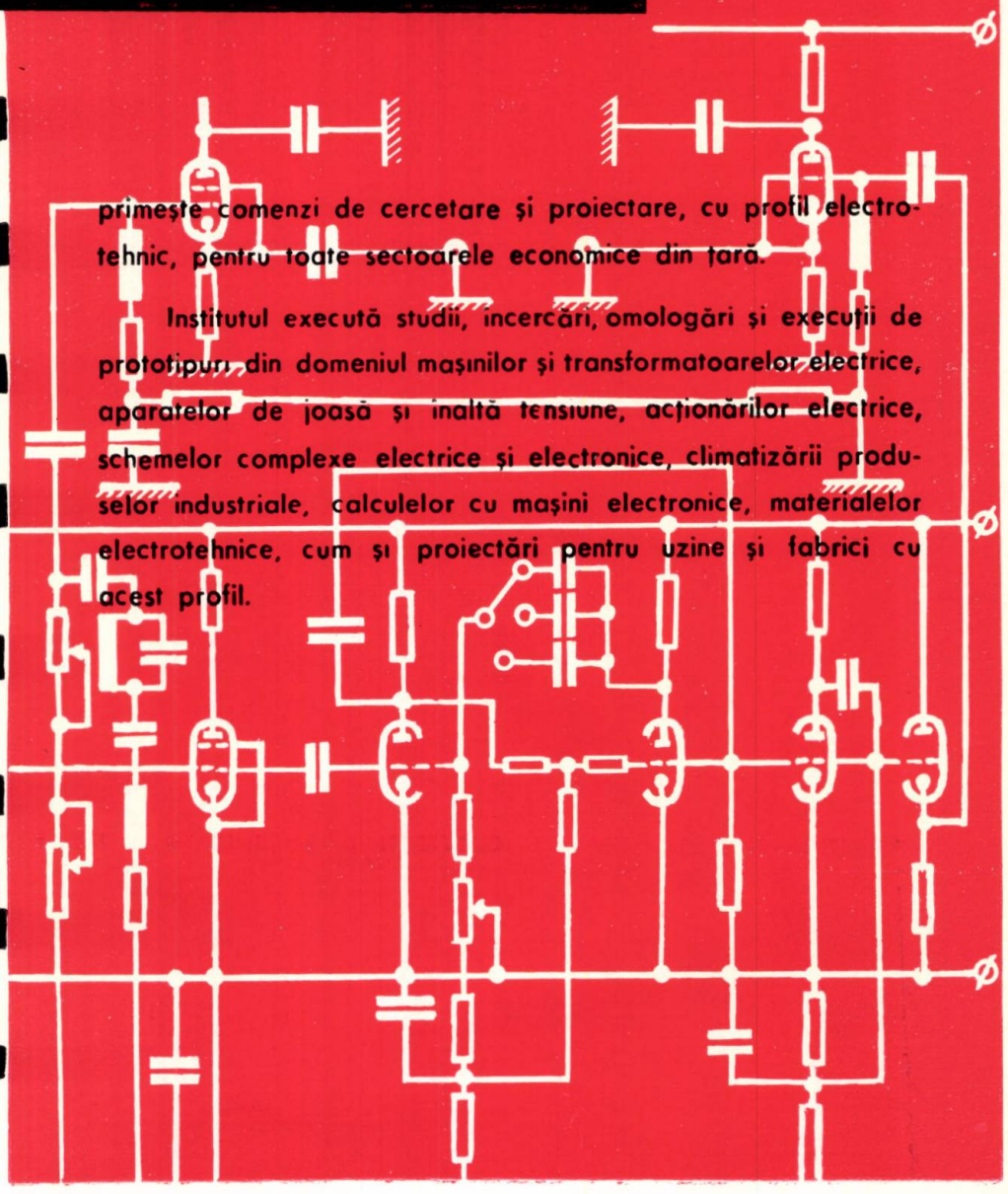
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 16.41.40—16.41.48

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi execuţii de prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 9 (1965), nr. 4 (iulie-august), p. 145–200

CUPRINS

Editorial

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 145–148

CZ 621–52 ; 621.375.3

LANDAU, I. D. :

Analiza funcţionării regulatoarelor autobasculante utilizate în schemele de reglare a proceselor dinamice rapide.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 149–159

În articol se prezintă o analiză teoretică, cum şi rezultate experimentale, asupra regulatoarelor autobasculante, stabilindu-se şi caracteristicile regulatorului PD autobasculant.

CZ 681.142.001.57 ; 622.323

PETRESCU, A. :

Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a dislocuirii de tip piston a unui lichid de către altul într-un mediu poros, prin luarea în considerare a densităţilor şi viscozităţilor diferite ale lichidelor.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 159–163

Se formulează matematic problema dislocuirii lichid — lichid, fără zonă de amestec, în condiţiile viscozităţilor şi densităţilor diferite. Se expun metodica modelării acestei probleme pe reţele electrice destinate soluţionării ecuaţiilor de tip Poisson, cum şi unele rezultate experimentale.

CZ 537.311.33 ; 621.385.2

SPÎNULESCU-CARNARU, I. :

Straturi subţiri semiconductoare.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 163–170

Se expun probleme ale depunerii straturilor subţiri în vid, proprietăţile fizice ale straturilor subţiri şi aplicaţiile lor în microelectronică.

CZ 621.181.61–522.5.012.2.001.57

DAVÎDOV, N. I. :

Determinarea experimentală a caracteristicilor dinamice ale cazanelor cu tambur funcţionînd în paralel.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 170–177

În articol se prezintă o metodă experimentală de determinare a caracteristicilor dinamice ale cazanelor de abur.

CZ 621.311.4 ; 621.316.1 ; 621.398

VAISMAN, L., COLIN, L., SASU, I. şi STOICA, M. :

Echipament de telemecanică cu elemente fără contacte pentru instalaţiile energetice.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 177–184

Autorii prezintă modul de funcţionare şi performanţele tehnice ale unui echipament de telemecanică în cod de impulsuri, construit pe bază de elemente de comutaţie statică cu aplicaţie în instalaţiile energetice.

CZ 681.142–523.8 ; 656.2

POPA, AL. :

Folosirea calculatoarelor electronice analogice pentru determinarea vitezelor de circulaţie şi a timpilor de mers.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 184–188

În articol se examinează utilizarea calculatoarelor analogice pentru efectuarea calculelor de tracţiune şi a timpilor de mers.

ACTUALITĂŢI	189–192
RECENZII	192–195
DOCUMENTARE	196–199
CRONICĂ	199–200

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil.

Conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.

Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în ştiinţe tehnice ; prof. ing. S. CONDREA ; ing. I. CRIŞAN ; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice ; ing. N. ILIOIU ; conf. ing. D. LĂZĂROIU ; ing. A. MIHAI ; ing. I. PAPADACHE ; conf. ing. R. STERE ; ing. M. SÎRBU ; ing. S. SOCOL ; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament : Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M. cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti.

Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri ; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei.

Tiparul : Întreprinderea Poligrafică „Informaţia". Str. Brezoianu nr. 23—25, Bucureşti, c. 2589.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965

40545

СОДЕРЖАНИЕ

Передовая статья

Automatica şi Electronica 9, № 4, июль–август 1965, стр. 145–148

ДК 621–52 ; 621.375.3

ЛАНДАУ, И. Д.:

Анализ работы регуляторов автоматического действия, применяемых в регулировочных схемах быстрых динамических процессов.

Automatica şi Electronica, 9, № 4, июль—август 1965, стр. 149–159

В статье проводится теоретический анализ и даются экспериментальные результаты исследования регуляторов автоматического действия, причем устанавливаются характеристики автоматического пропорциональнодифференциального регулятора.

ДК 681.142.001.57 ; 622.323

ПЕТРЕСКУ, А.:

Моделирование с помощью электрических сетей поршневого замещения одной жидкости другой в пористой среде, с учетом различий плотностей и вязкостей жидкостей.

Automatica şi Electronica, 9, № 4, июль–август 1965, стр. 159–163

Дается математическая формулировка задачи замещения жидкости жидкостью, без смешанной зоны, в условиях различных вязкостей и плотностей. Освещается методика моделирования этой проблемы на электрических сетях, предназначенных для решения уравнений типа Пуассона, а также приводятся экспериментальные результаты.

ДК 537.311.33 ; 621.385.2

СПЫНУЛЕСКУ-КЫРНАРУ, И.:

Тонкие полупроводниковые слои.

Automatica şi Electonica, 9, № 4, июль—август 1965, стр. 163–170

Освещаются вопросы отложения тонких слоев в вакууме, описываются физические свойства тонких слоев и области их применения в микроэлектронике.

ДК 621.181.61–522.5.012.2.001.57

ДАВЫДОВ, Н. И.:

Экспериментальное определение динамических характеристик параллельно работающих барабанных котлов.

Automatica şi Electronica, 9, № 4, июль—август 1965, стр. 170–177

Описывается ряд аспектов методики экспериментального определения динамических характеристик параллельно работающих котельных установок с естественной циркуляцией.

ДК 621.311.4 ; 621.316.1 ; 621.398

ВАЙСМАН, Л., КОЛИН, Л., САСУ, И. и СТОЙКА, М.:

Телемеханическое оборудование с безконтактными элементами для энергетических установок.

Automatica şi Electronica, 9, № 4, июль—август 1965, стр. 177–184

Авторы описывают действие и технические характеристики телемеханического оборудования в импульсном коде, спроектированного на основании элементов статической коммутации, применительно к энергетическим установкам.

ДК 681.142–523.8 ; 656.2

ПОПА, А.:

Применение электронных аналоговых счетно-вычислительных машин для определения скорости движения и времени пробега.

Automatica şi Electronica, 9, № 4, июль—август 1965, стр. 184–188

В статье рассматривается использование аналоговых счетно-вычислительных машин для расчета тяги и времени пробега.

ХРОНИКА 189–192
НОВОСТИ 192–195
РЕЦЕНЗИИ 196–199
ДОКУМЕНТАЦИЯ 199–200

INHALTSVERZEICHNIS

Leitartikel

Automatica şi Electronica 9, H. 4, Juli–Aug 1965, S. 145–148

DK 621–52 ; 621.375.3

LANDAU, I. D.:

Analyse der Arbeitsweise automatischer Kippregler für Reglungsschaltungen rascher dynamischer Vorgänge.

Automatica şi Electronica, 9, H. 4, Juli–Aug. 1965, S. 149–159

Der Aufsatz enthält eine theoretische Analyse und Versuchsergebnisse im Zusammenhang mit automatischen Kippreglern, wobei die Kennwerte des automatischen Kippreglers PD festgelegt werden.

DK 681.142.001.57 ; 622.323

PETRESCU, A.:

Modellierung der kolbenartigen Versetzung einer Flüssigkeit durch eine andere in porösem Medium mit Hilfe elektrischer Netze unter Bezugnahme der Dichte und Viskosität verschiedener Flüssigkeiten.

Automatica şi Electronica, 9, H. 4, Juli–Aug 1965, S. 159–163

In mathematischer Weise wird das Problem der Versetzung Flüssigkeit durch Flüssigkeit, ohne Vermischungszone unter verschiedenen Viskositäts- und Dichteverhältnissen formuliert. Die Modellierungsweise dieses Problems mit Hilfe elektrischer Netze, im Hinblick auf die Lösung der Gleichungen Typ Poisson sowie einige Versuchsergebnisse, werden dargelegt.

DK 537.311.33 ; 621.385.2

SPÎNULESCU-CARNARU, I.:

Dünne Halbleiterschichten.

Automatica şi Electronica, 9, H. 4, Juli–Aug 1965, S. 163–170

Es wird das Problem des Absetzens von dünnen Schichten im Vakuum, die physikalischen Eigenschaften der dünnen Schichten und deren Anwendung in der Mikroelektronik dargelegt.

DK 621.181.61–522.5.012.2.001.57

DAVÎDOV, N. I.:

Experimentelle Bestimmung der dynamischen Kennwerte parallelarbeitender Trommelkessel.

Automatica şi Electronica, 9, H. 4, Juli–Aug 1965, S. 170–177

Der Aufsatz enthält Erwägungen über die Art und Weise einer experimentellen Bestimmung der dynamischen Eigenschaften der Dampfkessel.

DK 621.311.4 ; 621.316.1 ; 621.398

VAISMAN, L., COLIN, L., SASU, I. und STOICA, M.:

Fernsteuerungsausrüstungen mit kontaktlosen Elementen für energetische Anlagen.

Automatica şi Electronica, 9, H. 4, Juli–Aug 1965, S. 177–184

Die Verfasser beschreiben die Arbeitsweise und die technischen Leistungen einer Fernsteuerungsanlage mit Impulscode, die auf Grund von statischen Schaltelementen für energetische Anlagen gebaut wurden.

DK 681.142–523.8 ; 656.2

POPA, AL.:

Verwendung der elektronischen Analogrechner für die Bestimmung der Verkehrsgeschwindigkeit und der Fahrzeiten.

Automatica şi Electronica, 9, H. 4, Juli–Aug 1965, S. 184–188

Im Artikel wird die Verwendung von elektronischen Analogrechner für die Berechnungen der Zugkraft und der Fahrzeiten erörtert.

NEUHEITEN 189–192
DOKUMENTATION 192–195
BUCHBESPRECHUNGEN 196–199
CHRONIK 199–200

MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS SZOLGÁLAT

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. IX (pag. 145—200) nr. 4, iulie—august București, 1965

Ing. Gh. TUNSOIU

directorul Institutului de proiectări de aparataj electrotehnic și instalații de automatizare

Probleme actuale ale proiectării elementelor și instalațiilor de automatizare

Lucrările Congresului al IX-lea al P.C.R. au scos în evidență necesitatea imperioasă ca în etapa actuală, caracterizată prin desfășurarea unei revoluții tehnico-științifice mondiale, industrializarea socialistă să se realizeze pe baza tehnicii celei mai avansate.

Promovarea progresului tehnic în toate sectoarele activității industriale, extinderea mecanizării și automatizării vor ocupa și în viitor un loc principal în politica partidului și guvernului nostru, intensificarea ritmului de introducere a automatizării în economia națională constituind obiectivul principal al activittății desfășurate în acest domeniu în anii șesenalului care se încheie.

Dezvoltarea și extinderea automatizării în toate sectoarele principale ale economiei naționale au impus crearea unei industrii specializate și concentrarea activității acesteia în cadrul unui organ central. Astfel a luat ființă în 1961 Grupul de automatizări al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini.

Îndeplinirea cu succes a sarcinilor multiple și deosebit de importante ce i-au revenit acestuia a fost posibilă datorită concentrării în cadrul Grupului de automatizări a uzinelor și fabricilor existente, producătoare de elemente și echipamente de automatizare, și creării în anul 1962 a unui institut de cercetare și proiectare de specialitate.

Încadrarea acestui institut ca organ central de concepție în cadrul Grupului de automatizări a permis concentrarea activității de elaborare a principalelor documentații tehnice din domeniul automatizărilor industriale. De asemenea, pentru a executa montarea și punerea în funcțiune a instalațiilor de automatizare a fost creată și o întreprindere specializată în astfel de operații.

Această organizare a permis asimilarea la întreprinderile producătoare în baza documentațiilor tehnice elaborate de I.P.A. a seriilor unitare de elemente de automatizare și îndeosebi a celor de complexitate deosebită, care satisfac cerințele noastre cele mai importante.

Astfel au fost asimilate peste 450 de tipuri și variante de elemente din aparatura de joasă tensiune, necesare realizării echipamentelor electrice pentru instalațiile de automatizare a mașinilor-unelte, soluțiile constructive adoptate la realizarea acestora și performanțele electrice fiind la nivelul tehnicii moderne.

În afara acestora au fost asimilate multe alte tipuri de aparate strict necesare la realizarea instalațiilor de automatizare, din domeniile cele mai diferite.

Au mai fost asimilate și sînt în fabricație elemente de automatizare din sistemul unificat de reglare automată tranzistorizat UNIDIN, destinat proceselor rapide, modulele și blocurile funcționale tipizate din cadrul sistemului tranzistorizat de comutație statică UNILOG, echipamentele de telemecanică cu selecție în frecvență A F 311, destinate telemecanizării cîmpurilor de sonde de țiței și gaze, echipamentul de dispecerizare pentru transportul feroviar etc.

În prezent, prin construirea unei noi fabrici, se desfășoară lucrările de asimilare a elementelor de automatizare electronice, ale căror performanțe tehnice și constructive sînt la nivelul tehnicii moderne.

Existența de elemente și echipamente de automatizare a permis realizarea unor instalații de automatizare a proceselor tehnologice din diverse sectoare ale economiei, ca de exemplu instalațiile de automatizare pentru liniile de ciment (Fieni, Medgidia), cele pentru fabrica de geamuri Scăeni, pentru Uzinele de preparare

a minereurilor Teliuc şi Baia Mare, transfercarul de la Hunedoara şi altele.

Cu toate aceste realizări se poate spune că, pe ansamblul economiei, pînă în prezent introducerea tehnicii noi a fost promovată mai ales sub forma importului de instalaţii complexe.

Lucrările Congresului au scos în evidenţă faptul că a venit momentul cînd ştiinţa şi tehnica noastră trebuie să aducă o contribuţie proprie mai mare la dezvoltarea economiei. Importul de utilaje, maşini, procese tehnologice şi licenţe nu trebuie să ducă la neglijarea activităţii de cercetare proprie.

Se impune ca şi în domeniul automatizării sporirea eficienţei muncii ştiinţifice să se realizeze prin îmbinarea armonioasă a cercetărilor fundamentale cu cele aplicative.

Aşa cum s-a subliniat în lucrările Congresului, există posibilitatea ca un număr sporit de instalaţii complexe să fie proiectate de institutele proprii de proiectare.

Mergînd pe această linie, Institutul de proiectări de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare a trecut de acum la abordarea, în activitatea sa de proiectare şi cercetare, a unor probleme de o amploare din ce în ce mai mare, care reprezintă direcţiile de perspectivă ale dezvoltării tehnice în acest domeniu şi pe plan mondial, şi anume :

Crearea condiţiilor pentru introducerea pe scară largă a calculatoarelor electronice în diverse domenii ale economiei naţionale (calcule tehnico-ştiinţifice, calcule economice, conducerea proceselor tehnologice). Pentru utilizarea calculatoarelor în efectuarea de calcule tehnico-ştiinţifice, în afară de activitatea depusă în cadrul centrului propriu de calcul, I.P.A. efectuează în prezent lucrări pregătitoare privind organizarea unui centru de calcul al M.I.C.M.

S-au început lucrările pregătitoare privind introducerea de calculatoare electronice la o serie de mari unităţi industriale din M.I.C.M. pentru efectuarea de calcule economice sau tehnico-ştiinţifice (Uzina „Tractorul"-Braşov, Uzina de Vagoane Arad, Uzina „Electroputere"-Craiova etc.). De asemenea, s-au început şi sînt în curs lucrări privind introducerea unor calculatoare universale sau specializate pentru comanda unor procese tehnologice (la Combinatul siderurgic Hunedoara, la termocentrala Luduş).

Se extind lucrările de cercetare şi proiectare privind elaborarea şi asimilarea unor echipamente numerice de complexitate din ce în ce mai mare, construite exclusiv cu elemente de comutaţie statică. Pe această linie se efectuează o activitate de completare a sistemului de comutaţie statică UNILOG tip A (5 kHz) asimilat în fabricaţie şi destinat automatizărilor secvenţiale, cu realizarea unor blocuri funcţionale tipizate, care au o utilizare largă în majoritatea echipamentelor numerice. Se elaborează în continuare sistemul de comutaţie statică UNILOG tip B (frecvenţa maximă de lucru 100 kHz), destinat utilizării în echipamente de control centralizat, blocuri secvenţiale rapide, blocuri de calcul industrial etc. Se are permanent în vedere îmbunătăţirea caracteristicilor tehnice ale elementelor elaborate. Ca linie de perspectivă se urmăreşte înlocuirea tranzistoarelor neprofesionale, utilizate în prezent, cu tranzistoare profesionale cu Ge şi, în final, cu tranzistoare cu Si de tip planar-epitaxial.

Pe baza sistemelor de comutaţie statică elaborate se construiesc în prezent în institut o serie de echipamente de telemecanică de tehnicitate ridicată, cum ar fi : sistemul de telemecanică în cod de impulsuri de mare capacitate cu aplicaţie la conducte magistrale de gaze, care este în fază finală de concepţie, dispecerul de cale ferată, la care se va efectua în viitor tranzistorizarea completă.

Au fost de asemenea abordate o serie de domenii noi privind elaborarea aparaturii de telemecanică pentru transportul urban, radioficare, lucrări hidrologice etc.

În afara echipamentelor de telemecanică sînt în curs lucrări pentru definitivarea soluţiilor privind elaborarea şi asimilarea în ţară a echipamentelor de comandă program numerică pentru maşini-unelte, primul model urmînd să fie experimentat încă în 1965.

În domeniul echipamentelor de reglare automată se extind în special lucrările privind cercetarea unor sisteme moderne de acţionări electrice reglabile. Se extind lucrările privind aplicarea tiristoarelor. Astfel, se experimentează pe platforma de încercare I.P.A. comanda motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit prin convertizoare statice de frecvenţă cu tiristoare. Această problemă este în fază experimentală pe plan mondial. Se intenţionează folosirea tiristoarelor drept contactoare statice.

În domeniul sistemelor de reglare automată pentru procese lente, unde există achiziţionată o licenţă de fabricaţie, cercetările institutului sînt axate pe înlocuirea totală a pieselor, în special electronice, din import cu piese de fabricaţie din ţară. Pentru rezolvarea problemei deosebit de importante a elementelor de execuţie necesare, sînt în curs studii care urmează să precizeze în viitorul cel mai apropiat linia de urmat în Republica Socialistă România privind asimilarea elementelor de execuţie.

O preocupare deosebită şi de perspectivă o constituie lucrările de cercetare începute şi care urmează să fie dezvoltate, treptat, privind problema siguranţei în funcţionare.

Principala lucrare în acest domeniu o constituie cercetarea referitoare la elemente de comutaţie statică sigure la defectare şi la realizarea unor aparaturi pentru centralizare în staţiile de cale ferată, bazate pe astfel de elemente.

În prezent s-a început studierea pe un front mai larg a problemelor de siguranță în funcționare, urmînd să se colaboreze cu fabricile producătoare de piese radio și de elemente și echipamente de automatizare, pe linia determinării siguranței existente și a elaborării unor recomandări privind mărirea siguranței în funcționare a elementelor, schemelor și echipamentelor de automatizare.

La realizarea în mod corespunzător a acestor sarcini va trebui să se țină seamă de experiența cîștigată de colectivul de cercetători și proiectanți în cei aproape cinci ani de existență ai institutului nostru.

Liniile directoare tehnice urmate de I.P.A. în activitatea sa s-au axat pe două categorii principale de probleme : elaborarea pe de o parte a unor mijloace moderne de automatizare, a căror fabricație să se asigure treptat în țară și să ducă la reducerea corespunzătoare a importurilor, și introducerea pe de altă parte în documentația de proiectare a unor soluții tipizate și la nivelul tehnicii actuale, care să prevadă un grad cît mai avansat de unificare a aparaturii utilizate. S-a căutat să se obțină prin aceasta o reducere a tipurilor și varietății de aparatură de automatizare, simplificarea exploatării și aprovizionării cu piese de schimb, asigurarea, prin nivelul de automatizare ales, a performanțelor cerute de procesele tehnologice.

Caracterul complex al activității din institut (cercetare și proiectare) și mai ales posibilitatea de experimentare a unor soluții noi preconizate permit să se realizeze în institut fazele de concepție necesare elaborării unor echipamente moderne de automatizare pînă la predarea lor spre asimilare fabricilor producătoare sau să se elaboreze proiecte de instalații de automatizare în care soluțiile cu caracter de noutate sînt experimentate preliminar prin modele de laborator sau prin modelări pe calculatoare electronice.

În etapa actuală una dintre problemele principale puse de proiectarea instalațiilor de automatizare este reducerea diversității de aparatură utilizată.

Ca urmare a unor considerente binecunoscute privind felul în care s-au făcut proiectarea și importul instalațiilor de automatizare, în prezent există în țară în exploatare, pentru scopuri similare, aparatură pneumatică, electronică, hidraulică, fabricată de diverse firme și avînd semnale și soluții constructive diferite, uneori chiar în aceeași instalație, ceea ce duce la dificultăți importante în exploatare și întreținere, la necesitatea importării unui volum mare de piese de schimb, de o varietate mare de tipuri, și la existența unui personal de exploatare-întreținere multilateral pregătit și deci dificil de format.

Pentru reducerea diversității aparaturii s-au luat în ultimii ani prin activitatea I.P.A. următoarele măsuri :

– s-a inițiat utilizarea la maximum în proiecte a sistemelor unificate de reglare automată ;

– s-au stabilit semnalele și tipurile recomandate și s-au corelat aceste tipuri cu planul de perspectivă al asigurării acestor sisteme în țară. Începînd cu anul 1964, după contractarea licenței de fabricație a unui sistem de reglare automată, s-a impus ca în proiectele elaborate de I.P.A. să se introducă, ori de cîte ori acest lucru este posibil din punct de vedere tehnic, sistemul electronic de reglare automată cu semnal unificat 2–10 mA c. c.

În ceea ce privește reglarea automată a proceselor cu constante de timp mici din domeniul acționărilor electrice este necesar să fie folosit cît mai intens sistemul unificat UNIDIN conceput în țară și asimilat industrial.

Desigur că reducerea diversității aparaturii nu se rezumă la sistemele de reglare automată pentru procese lente sau rapide, ci la întregul complex de aparatură de automatizare, prevăzînd în perspectivă reducerea pe cît posibil a tipurilor și furnizorilor privind alte aparate și echipamente neunificate, care nu se vor fabrica în Republica Socialistă România. Trebuie avută în vedere, de asemenea, legătura directă cu unitățile importatoare pentru a îmbina în mod corespunzător problema reducerii diversității aparaturii cu obținerea unei economii de valută.

Un alt aspect actual al activității de proiectare a echipamentelor și instalațiilor de automatizare îl constituie tipizarea și unificarea soluțiilor utilizate în proiecte.

Pentru a asigura unificarea metodelor de proiectare, în interiorul institutului s-a elaborat „Metodologia de proiectare I.P.A.", care este aplicată de doi ani în institut, aducîndu-i-se periodic corectările și completările necesare. Metodologia stabilește organizarea proiectelor și conținutul diferitelor faze de proiectare, sistemul de notații și reprezentare a schemelor, conținutul exact al pieselor scrise și desenate. Cu această ocazie s-a hotărît separarea documentației de șantier de documentația de atelier, fapt apreciat atît de întreprinderile de montaj, cît și de uzinele producătoare de aparate.

În ceea ce privește unificarea și tipizarea soluțiilor utilizate în proiecte și elaborarea unor scheme sau chiar proiecte tip, se urmărește elaborarea unor scheme unificate și tipizate, efectuîndu-se pentru aceasta experimentările soluțiilor propuse. Astfel, de exemplu, în domeniul acționărilor electrice, pe baza experimentării pe platforma de încercări a unor scheme tipice de reglare tranzistorizate în cascadă a curentului și turației unor motoare de c.c., a fost posibilă introducerea acestor scheme în proiecte.

S-a experimentat încă din 1960, de grupa de proiectare de la „Automatica" în colaborare cu I.C.E.T., o astfel de schemă, cu motorul alimentat prin grup convertizor rotativ.

Pe aceste rezultate s-au bazat proiectele transfercarelor laminorului bluming 1000 CSH (proiect I.P.L.), benzilor de răcire ale fabricii noi de aglomerare CSH (proiect IPROMET) și șurubului de presare al laminorului bluming 1000 CSH (proiect I.P.A.).

Pe aceeași linie este necesară intensificarea elaborării unor norme de tipizare pentru o serie de elemente constructive (panouri, piese de prindere etc.) care ușurează atît munca de proiectare, cît și de execuție în fabrică.

Însăși existența sistemului de comutație statică UNILOG, introdus în fabricație în urma cercetărilor efectuate, reprezintă o activitate importantă de tipizare, punînd la îndemîna proiectanților și cercetătorilor elemente sau blocuri funcționale tipizate cu care se poate trece direct la proiectarea logică a schemelor sau echipamentelor de automatizare fără să mai fie necesară elaborarea de fiecare dată a circuitelor electronice de bază.

În cadrul activității de cercetare se prevede elaborarea unor echipamente de uz larg, realizate din blocuri funcționale tipizate, interșanjabile, asigurînd astfel maleabilitate și economicitate în fabricație și exploatare. Astfel, în aparatura telemecanică cu alegere în frecvență pentru sondele de țiței în pompaj, ca și pentru extracția de gaze naturale, s-au folosit în mare măsură aceleași blocuri și soluții. Aceeași concepție de tipizare de blocuri pentru realizarea de structuri variate pentru diferite aplicații a fost prevăzută în aparatura de telemecanică cu cod de impulsuri de medie capacitate tip ST-200, cu o primă aplicație la telecomanda mașinilor de ridicat și, de asemenea, în aparatura de telemecanică în cod de impulsuri de mare capacitate, aflată în curs de realizare, ale cărei prime aplicații sînt destinate conductelor magistrale de gaze naturale.

În sfîrșit, specificul proiectării instalațiilor de automatizare impune verificarea unor soluții înainte de a fi introduse în proiecte. Acest lucru este cu atît mai necesar, cu cît în perioada de început a introducerii automatizării în țara noastră, multe soluții se introduc pentru prima dată în proiecte, iar unele din acestea necesită o verificare experimentală înainte de definitivare. Această necesitate obiectivă a dus la apariția formei de proiectare cu experimentare, utilizată pe larg în institutul nostru, fie sub forma verificării în laborator a unor soluții, fie sub forma elaborării unor montaje sau modele experimentale, care să fie încercate în condiții de teren. Proiectarea cu experimentare este practic o formă de cercetare cu caracter aplicativ imediat, absolut necesară pentru rezolvarea în condiții corespunzătoare a unei lucrări de proiectare. Pentru efectuarea acestor lucrări este necesar ca atelierele de proiectare să dispună de laboratoare dotate în mod corespunzător.

Uneori experimentările au un caracter amplu și necesită elaborarea unor instalații experimentale de complexitate ridicată, care urmează să confirme soluția preconizată pentru ca aceasta să poată fi apoi introdusă în proiectare. În cazul acesta avem de-a face de fapt cu lucrări de cercetări aplicative.

O importanță deosebită trebuie acordată extinderii modelării sistemelor de reglare automată pe calculatoare electronice analogice în scopul verificării soluțiilor și al determinării valorilor celor mai potrivite ale parametrilor instalațiilor proiectate.

Îndeplinirea sarcinilor de automatizare a proceselor industriale ce decurg din dezvoltarea social-economică a țării creează și în acest sector necesitatea îmbunătățirii conținutului și organizării activității de cercetare științifică, acestei laturi acordîndu-i-se pînă în prezent o atenție insuficientă.

Este necesară axarea preocupărilor cercetătorilor noștri pe activitatea de cercetare fundamentală și aplicativă, orientată în special pe direcțiile principale de dezvoltare a economiei naționale pe perioada 1966–1970.

Înființarea Consiliului Național al Cercetării Științifice se va reflecta fără îndoială și în îmbunătățirea organizării activității științifice în domeniul automatizărilor, creîndu-se astfel condițiile îndeplinirii cu succes a măreților sarcini care ni se pun în cadrul vastului program de desăvîrșire a construcției socialiste în țara noastră.

Cd. şt. tehn. ing. I. D. LANDAU

Analiza funcţionării regulatoarelor autobasculante utilizate în schemele de reglare a proceselor dinamice rapide

În cadrul sistemului de reglare unificat pentru procese dinamice rapide UNIDIN, realizat în Republica Socialistă România, ca elemente de ieşire pentru comanda maşinilor amplificatoare şi a amplificatoarelor magnetice se utilizează amplificatoare de putere, cu tranzistoare, lucrînd în regim de comutaţie, obţinîndu-se puteri utile pînă la 500 W.

Acestor amplificatoare li se aplică la intrare o succesiune de impulsuri modulate în lăţime, avînd o valoare medie proporţională cu semnalul continuu care s-ar aplica unui amplificator lucrînd în regim continuu. Dacă frecvenţa acestor impulsuri este suficient de ridicată în comparaţie cu frecvenţele caracteristice ale elementelor din schema de reglare, efectul care se obţine este similar cu cel obţinut prin utilizarea unor amplificatoare lucrînd în regim continuu. Pentru comanda acestor amplificatoare în cadrul sistemului UNIDIN se utilizează regulatoare de tip autobasculant.

Regulatoarele autobasculante se caracterizează prin aceea că semnalul lor de ieşire se prezintă sub forma unei succesiuni de impulsuri modulate în lăţime. Valoarea medie a acestor impulsuri este egală cu cea care s-ar obţine de la un regulator continuu cu aceeaşi caracteristică dinamică, şi care ar primi aceleaşi semnale la intrare.

Una dintre caracteristicile semnificative ale acestui tip de regulator este aceea că, în absenţa unui semnal de intrare, mărimea de ieşire basculează pe o frecvenţă proprie, între valorile maxime pozitive şi negative, valoarea medie a impulsurilor rezultate fiind nulă.

Regulatoarele autobasculante se realizează ca şi regulatoarele continue cu ajutorul unui amplificator de c.c., cu factor mare de amplificare, prevăzut cu un circuit de reacţie operaţională şi conţinînd în plus un circuit de reacţie pozitivă supracritică.

În articolul de faţă se prezintă o analiză teoretică detaliată a funcţionării acestor regulatoare, folosind transformata Laplace discretă. Analiza teoretică este completată cu verificări experimentale şi concluzii privind utilizarea acestor regulatoare în diverse instalaţii industriale (laminorul bluming 1 000 — Hunedoara, Fabrica nouă de aglomerare — Hunedoara şi Fabrica de ţevi sudate — Bucureşti).

În prima parte se vor prezenta structura, principiul de funcţionare şi condiţiile generale de existenţă a regulatoarelor autobasculante, trecîndu-se apoi la deducerea caracteristicilor regulatorului PD autobasculant.

În alt articol se vor deduce caracteristicile regulatorului PID autobasculant, apoi se vor deduce relaţiile generale de echivalenţă între regulatoarele continue şi regulatoarele autobasculante.

Amplificatorul basculant

Elementul de bază al regulatoarelor autobasculante este amplificatorul basculant.

Amplificatorul basculant are o caracteristică neliniară de tip releu cu histerezis (caracteristică de basculare) şi se obţine aplicînd o reacţie pozitivă rigidă supracritică unui amplificator de c.c.

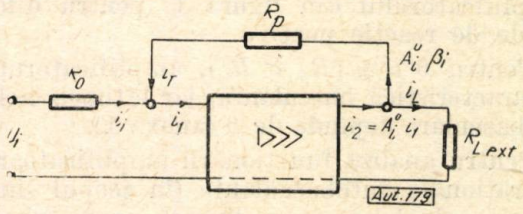


Fig. 1. Amplificator cu reacţie pozitivă.

Schema unui amplificator basculant este dată în figura 1, unde s-a notat :

$R_{L\,ext}$ — rezistenţa de sarcină a amplificatorului fără reacţie ;
R_p — rezistenţa de reacţie pozitivă ;
A_i^0 — factorul de amplificare în curent al amplificatorului fără reacţie ;
A_i — factorul de amplificare în curent al amplificatorului cu reacţie ;
β — fracţiunea din curentul de ieşire al amplificatorului care este derivată la ieşirea din amplificator prin circuitul de reacţie ;
R_L — rezistenţa de ieşire a amplificatorului în paralel cu rezistenţa de sarcină.

În ipoteza $R_p \gg R_L$, totdeauna valabilă în cazul amplificatoarelor cu tranzistoare cu factor mare de amplificare, rezultă :

$$A_i = \frac{i_e}{i_i} = A_i^0 \frac{1-\beta}{1-A_i^0\beta} \simeq A_i^0 \frac{1}{1-\theta}, \qquad (1)$$

unde :

$$\beta = \frac{R_L}{R_L + R_p} \simeq \frac{R_L}{R_p}; \quad \theta = \frac{R_{lr}^0}{R_p};$$

$$R_{lr}^0 = \frac{\Delta U_L}{\Delta i_i} = R_L A_i^0.$$

Similar rezultă pentru factorul de amplificare în tensiune :

$$A_u = \frac{U_L}{U_i} = A_u^0 \frac{1}{1-\theta}. \qquad (2)$$

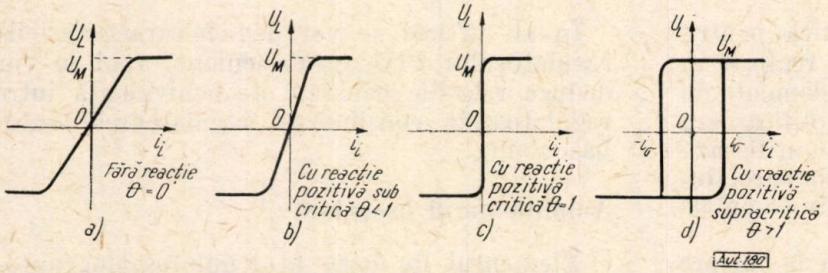


Fig. 2. Caracteristicile amplificatorului din figura 1 pentru diferite grade de reacţie pozitivă.

În figura 2 sînt prezentate caracteristicile amplificatorului din figura 1, pentru diferite grade de reacţie poztivă.

Pentru $\theta > 1$ ($R_p < R_{ir}^0$), amplificatorul are o caracteristică basculantă, iar lăţimea ciclului de basculare depinde de θ (anexa 1).

Pentru analiza funcţionării amplificatoarelor operaţionale autobasculante (în scopul simplificării calculelor) se utilizează caracteristicile normalizate ale amplificatorului basculant.

În figura 3 sînt reprezentate caracteristicile normalizate ale amplificatorului basculant.

S-a notat :

x — semnalul de intrare ;

$y = \frac{U_L}{U_M}$ — semnalul de ieşire ;

$\Delta_0 = \frac{1}{R_{ir}^0}$ — semnalul de comandă care corespunde intrării în saturaţie a amplificatorului fără reacţie ;

$2\sigma = 2\Delta_0(\theta - 1)$ — lăţimea ciclului de basculare, la aplicarea unei reacţii pozitive supracritice ($\theta > 1$) (anexa 1).

Saturaţia corespunde la $y = \pm 1$.

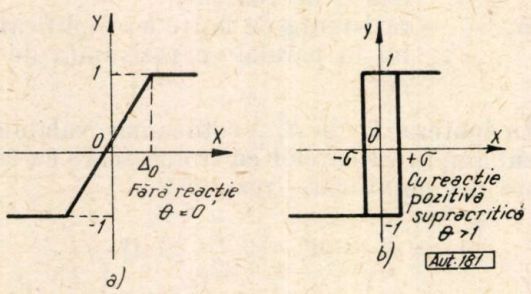


Fig. 3. Caracteristici normalizate.

Similar cu amplificatoarele liniare se pot defini şi la amplificatoarele basculante o rezistenţă de transfer şi un factor de amplificare, prin echivalarea caracteristicii de basculare cu caracteristica unui element cu limitare, care are cotul de limitare la $x = \sigma$ (fig. 4).

În acest caz se poate defini o rezistenţă de transfer echivalentă a amplificatorului basculant :

$$\overline{R}_{ir}^b = \frac{1}{\sigma}. \qquad (3)$$

şi un factor de amplificare în tensiune echivalent :

$$\overline{A}_u^b = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{1}{R_0 + R_i(1 + R_0/R_0^*)} \simeq$$

$$\simeq \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{1}{R_0} = \frac{1}{\sigma_u}, \qquad (4)$$

unde σ_u este lăţimea ciclului de basculare normat, considerînd ca mărime de intrare o tensiune şi nu un curent.

Principiul de funcţionare a regulatoarelor autobasculante

Se consideră un amplificator basculant prevăzut cu un circuit de reacţie operaţională, aşa cum este arătat în figura 5.

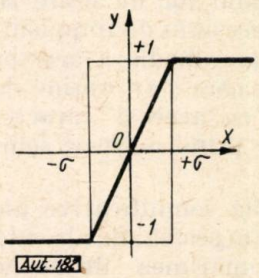


Fig. 4. Echivalarea caracteristicii de basculare cu o caracteristică de limitare.

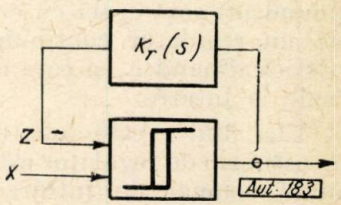


Fig. 5. Schema de principiu a amplificatorului operaţional autobasculant.

În absenţa circuitului de reacţie negativă, amplificatorul basculant se află într-una din cele două stări stabile (tensiunea de ieşire avînd valoarea normată + 1 sau — 1). La aplicarea circuitului de reacţie negativă se produce o variaţie a semnalului de reacţie Z, în funcţie de admitanţa de transfer a reţelei de reacţie.

Dacă, de exemplu, semnalul la ieşirea amplificatorului basculant avea iniţial valoarea +1, semnalul de reacţie negativă (care este de semn schimbat) va produce bascularea amplificatorului în momentul în care trece prin valoarea $-\sigma$. Amplificatorul basculant va trece în cealaltă poziţie stabilă, mărimea de ieşire luînd valoarea —1. Bascularea se produce în sens invers cînd semnalul de reacţie trece prin valoarea $+\sigma$ şi ciclul se reia (fig. 11).

Dacă la intrare se aplică şi un semnal de comandă $x(t)$, atunci basculările au loc de fiecare dată cînd :

$$x(t) - z(t) = \pm \sigma, \tag{5}$$

respectiv :

$$z(t) = x(t) \mp \sigma. \tag{6}$$

Condiţii de existenţă a regulatoarelor autobasculante (condiţii de autobasculare)

Schema de principiu a unui amplificator operaţional autobasculant poate fi pusă sub forma reprezentată în figura 5.

Amplificatorul operaţional autobasculant constă într-un element amplificator cu caracteristică de basculare, prevăzut cu un circuit de reacţie negativă operaţională (cu Z s-a notat semnalul de reacţie negativă aplicat la intrarea amplificatorului basculant, iar cu $K_r(s)$ admitanţa de transfer a reţelei de reacţie negativă).

Amplificatoarele operaţionale autobasculante pot fi echivalente cu un circuit de reglare în impulsuri, aşa cum rezultă din figura 6.

Circuitul este format dintr-un element neliniar caracterizat printr-o neliniaritate esenţială de tipul ciclu de histerezis îngust (ciclu de basculare), un element formator de impuls (aceste două elemente fiind înglobate în amplificatorul basculant), un element continuu cu funcţia de transfer $K_r(s)$ circuitul de reacţie), şi un element de comparare, care compară semnalul de intrare $x(t)$ cu semnalul de reacţie $z(t)$.

Elementul formator de impuls reproduce tensiunea la ieşirea din elementul cu caracteristică de histerezis, însă cu semn schimbat (aceasta deoarece semnalul de reacţie negativă se culege de pe ieşirea în antifază a amplificatorului).

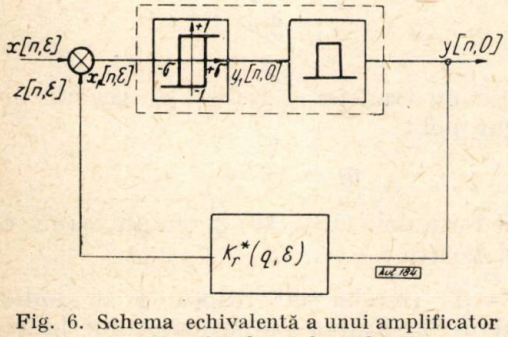


Fig. 6. Schema echivalentă a unui amplificator operaţional autobasculant.

Pentru analiza acestui circuit se va folosi metoda funcţiilor discrete (cuantificate) şi transformata Laplace discretă.

Funcţiile $x(t)$, $z(t)$, $y(t)$, $x_1(t)$ (fig. 7) se înlocuiesc prin funcţiile lor discrete echivalente $x[n, \varepsilon]$, $z[\varphi, \varepsilon]$, $y[n, \varepsilon]$, $x_1[n, \varepsilon]$, unde n reprezintă variabila discretă care determină momentele de testare în unităţi normate :

$$n = \frac{t}{T} = \bar{t}, \tag{7}$$

unde T este mărimea pozitivă care determină intervalul dintre două valori vecine ale funcţiei ; ε este un parametru variabil între 0 şi 1 care defineşte univoc funcţia continuă în intervalul dintre două testări.

Acestor funcţii discrete le corespund transformatele Laplace discrete în planul variabilei q :

$$X^*(q, \varepsilon) = \mathcal{D}\{x[n, \varepsilon]\} = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-qn} x[n, \varepsilon], \tag{8}$$

iar elementului continuu (circuitul de reacţie negativă) îi corespunde o funcţie de transfer discretă notată cu $K^*(q, \varepsilon)$ şi definită prin raportul dintre transformatele Laplace discrete ale mărimii de ieşire şi ale mărimii de intrare.

Pentru circuitul din figura 6 se pot scrie următoarele relaţii :

— ecuaţia circuitului deschis (fără elementul neliniar) :

$$Z^*(q, \varepsilon) = K^*(q, \varepsilon) \cdot Y_1^*(q, 0); \tag{9}$$

— ecuaţia elementului neliniar :

$$Y_1^*(q, 0) = \mathcal{D}\{\Phi(x_1[n, 0])\}, \tag{10}$$

unde :

$$\Phi(x_1[n, 0]) = \begin{cases} +1, & x_1 \geqslant +\sigma \\ -1 & x_1 \leqslant -\sigma. \end{cases} \tag{11}$$

Pentru sistemul închis este îndeplinită condiţia :

$$X_1^*(q, 0) = X^*(q, 0) - Z^*(q, 0) \tag{12}$$

şi rezultă ecuaţia sistemului închis :

$$Z^*(q, \varepsilon) = K^*(q, \varepsilon) \cdot \mathcal{D}\{\Phi(x[n,0] - Z[n,0])\} \tag{13}$$

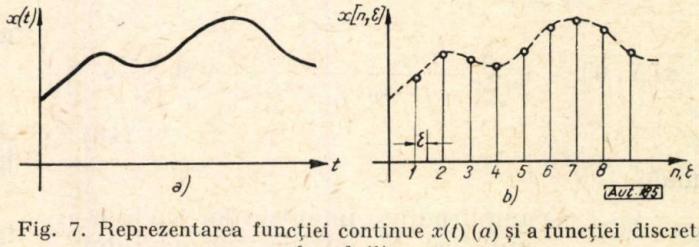


Fig. 7. Reprezentarea funcţiei continue $x(t)$ (a) şi a funcţiei discrete $x[n, \varepsilon]$ (b).

sau :

$$X_1^*(q,0) = X^*(q,0) - K^*(q,0)\,\mathcal{D}\{\Phi(x_1[n,0])\}. \tag{14}$$

Această ecuaţie este neliniară, deoarece include transformata discretă a funcţiei neliniare Φ.

Condiţia pentru ca în sistemul închis să existe autooscilaţii (în absenţa semnalului de intrare), adică sistemul să fie autobasculant, este :

$$X_1^*(q, 0) = -K^*(q, 0)\,\mathfrak{D}\{\Phi(x_1[n, 0])\}. \quad (15)$$

Să presupunem că semiperioada oscilaţiilor autoamorsate este N unităţi normate. Mărimea de ieşire a amplificatorului basculant (element neliniar şi formator de impuls) va lua alternativ cele două valori posibile ($+1$ şi -1), alcătuind o succesiune de impulsuri pozitive şi negative de durată normată N. Aceste impulsuri acţionează asupra părţii continue (liniare) şi determină o variaţie periodică a mărimii de ieşire a acesteia.

Schimbările de stare a amplificatorului autobasculant au loc numai în anumite condiţii bine definite. Dacă, aşa după cum am presupus mai sus, intervalul dintre două schimbări consecutive de stare este N, condiţia de autooscilaţie se poate reprezenta sub forma :

$$\begin{cases} \tilde{z}[N-1, 0] = -\sigma \\ \tilde{z}[N, 0] = +\sigma \end{cases} \quad (16)$$

şi prin urmare

$$\tilde{z}[N-1, 0] = -\tilde{z}[N, 0], \quad (17)$$

în care N este semiperioada în unităţi normate a succesiunii de impulsuri şi corespunde unei semiperioade efective $T' = \frac{T}{2}$.

Dacă funcţia de transfer a părţii continue (în planul variabilei q) este de tipul unui raport de două polinoame $\left(K_r(q) = \frac{P(q)}{Q(q)}\right)$, expresia lui $\tilde{z}[n, 0]$ în cele două situaţii este [1] :

$$\tilde{z}[N-1, 0] = \eta_i \sum_{\nu=1}^{l} \frac{P(q_\nu)}{q_\nu \cdot Q'(q_\nu)} \cdot$$

$$\cdot \frac{1 - e^{-q_\nu \gamma'}}{e^{q_\nu} - 1}\left[\left(1 + \operatorname{th}\frac{q_\nu N}{2}\right)e^{-q_\nu} - 1\right]; \quad (18)$$

$$\tilde{z}[N, 0] = \eta_i \sum_{\nu=1}^{l} \frac{P(q_\nu)}{q_\nu \cdot Q'(q_\nu)} \cdot \frac{1 - e^{-q_\nu \gamma'}}{e^{q_\nu} - 1} \cdot \operatorname{th}\frac{q_\nu N}{2}, \quad (19)$$

unde :

η_i — amplitudinea impulsurilor (cu semnul lor) la intrarea elementului continuu ;

γ' — durata impulsului în unităţi de timp normate ;

T' — durata unei semiperioade de oscilaţie ;

q_ν — polii funcţiei de transfer a părţii continue (în planul q).

Din aceste formule rezultă că pentru $N = 1$ se îndeplineşte totdeauna condiţia (17), respectiv :

$$\tilde{Z}[0,0] = -\tilde{Z}[1,0]. \quad (20)$$

În acest caz, în sistem vor exista autooscilaţii având o durată normată a semiperioadei egală cu unitatea.

În consecinţă, pentru a verifica condiţia de autobasculare a unui amplificator de tipul celui din figura 5 se procedează în felul următor :

a) se verifică condiţia (20) ;

b) dacă condiţia (20) este satisfăcută, se calculează durata semiperioadei T' utilizînd una dintre relaţiile (16), în care se face $N = 1$. Dacă pentru T' rezultă o valoare reală şi diferită de 0 sau ∞, sistemul va autobascula.

a) *Regulatorul autobasculant PD* (proporţional diferenţial)

Admitanţa de transfer a circuitului de reacţie este (fig. 8) :

$$K_r(s) = \frac{K}{1 + s\tau} \quad (21)$$

şi determină, în cazul unui amplificator de curent continuu cu amplificare infinită, o funcţie de transfer tip PD :

$$Y_R(s) = K_{PD}(1 + s\tau) = \frac{1}{R_0 K}(1 + s\tau) = K_{PD} + s\tau d. \quad (22)$$

Admitanţa de transfer a reţelei de reacţie în planul q, $K_r(q)$ se obţine făcînd schimbarea de variabilă $s = \frac{q}{T}$:

$$K_r(q) = \frac{K}{1 + \frac{q}{T}\tau} = \frac{\beta}{\alpha + q}, \quad (23)$$

unde :

$$\alpha = \frac{T}{\tau}; \quad \beta = \frac{KT}{\tau}.$$

Funcţia de transfer a reţelei de reacţie are un singur pol :

$$q_1 = -\alpha.$$

Aplicînd formulele (18), (19) şi ţinînd seamă că în cazul nostru :

$\eta_i = -1$ (reţelei de reacţie i se aplică impulsul de la ieşirea amplificatorului basculant cu semn schimbat),

$\gamma' = 1$ (ceea ce corespunde faptului că impulsurile reproduc forma mărimii de ieşire a elementului cu histerezis),

iar

$$\operatorname{th}\left(-\frac{\alpha}{2}\right) = -\frac{1 - e^{-\alpha}}{1 + e^{-\alpha}},$$

rezultă :

$$\widetilde{Z}\,[0,0] = \frac{K(1-e^{\alpha})(1-e^{-\alpha})}{-e^{-\alpha}+e^{\alpha}} = -\sigma; \quad (24)$$

$$\widetilde{Z}\,[1,0] = -\frac{K(1-e^{\alpha})(1-e^{-\alpha})}{e^{\alpha}-e^{-\alpha}} = +\sigma. \quad (25)$$

După cum se vede este îndeplinită condiţia de autooscilaţie. Semiperioada de oscilaţie rezultă din relaţia (24) sau (25) :

$$T' = \tau \ln \frac{K+\sigma}{K-\sigma}, \quad (26)$$

iar frecvenţa de basculare :

$$f_0 = \frac{1}{2T'} = \frac{1}{\tau \ln \frac{(K+\sigma)^2}{(K-\sigma)^2}} \approx \frac{K}{4\sigma\tau} \approx \frac{1}{4\sigma_u} \cdot \frac{1}{\tau_d}. \quad (27)$$

b) *Regulatorul autobasculant PID* (proporţional integral diferenţial)

Admitanţa de transfer a circuitului de reacţie este :

$$K_r(s) = \frac{s\,C_1}{(1+s\,\tau_1)(1+s\,\tau_2)} \quad (28)$$

şi determină, în cazul unui amplificator de curent continuu cu amplificarea infinită, o funcţie de transfer tip *PID* :

$$Y_R(s) = \frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{s\,\tau_i} = \frac{1}{R_0\,K_r(s)} =$$

$$= K_{PID} + s\,\tau_d + \frac{1}{s\,\tau_i}. \quad (29)$$

Funcţia de transfer a reţelei de reacţie în planul variabilei q (raportată la tensiunea de intrare în regulator) este :

$$K_{ru}(q) = \frac{Kq}{(\alpha+q)(\beta+q)}; \quad \alpha = \frac{T}{\tau_1}; \quad \beta = \frac{T}{\tau_2};$$

$$K = \frac{\tau_i\,T}{\tau_1\,\tau_2}. \quad (30)$$

Funcţia de transfer a reţelei de reacţie are doi poli :

$$q_1 = -\alpha; \quad q_2 = -\beta.$$

Aplicînd formulele (18), (19) şi ţinînd seamă că întocmai ca la regulatorul autobasculant *PD* :

$$\eta_i = -1; \quad \gamma' = 1,$$

rezultă :

$$\widetilde{Z}\,[0,0] = \frac{\tau_i}{\tau_1-\tau_2}\left[\frac{1-e^{-\alpha}}{e^{\alpha}-1}\cdot\frac{1-e^{-\alpha}}{1+e^{-\alpha}} - \frac{1-e^{\beta}}{e^{\beta}-1}\cdot\frac{1-e^{-\beta}}{1+e^{-\beta}}\right] = -\sigma_u; \quad (31)$$

$$\widetilde{Z}\,[1,0] = -\frac{\tau_i}{\tau_1-\tau_2}\left[\frac{1-e^{\alpha}}{e^{\alpha}-1}\cdot\left(-\frac{1-e^{-\alpha}}{1+e^{-\alpha}}\right) - \frac{1-e^{\beta}}{e^{\beta}-1}\cdot\left(-\frac{1-e^{-\beta}}{1+e^{-\beta}}\right)\right] = \sigma_u. \quad (32)$$

Întrucît s-a făcut raportarea funcţiei de transfer a circuitului de reacţie la tensiunea de intrare în amplificatorul operaţional, s-a raportat şi caracteristica amplificatorului basculant la tensiunea de intrare, conform relaţiei $\sigma_u = R_0\,\sigma$.

După cum se observă este îndeplinită condiţia (20) de autooscilaţie.

Pentru calculul semiperioadei de oscilaţie se foloseşte una dintre relaţiile (31), (32).

Dezvoltînd în serie de puteri ale lui e^x una dintre relaţiile (31), (32), neglijînd termenii de ordin superior şi făcînd substituirile $\alpha = \frac{T'}{\tau_1}$, $\beta = \frac{T'}{\tau_2}$, se obţine ecuaţia :

$$T'^2 - 2T'\left[\tau_1 + \tau_2 + \frac{\tau_i}{\sigma_u}\right] + 4\,\tau_1\,\tau_2 = 0.$$

În urma unor calcule intermediare (anexa 2) rezultă :

$$T' = 2\sigma_u \frac{\tau_1\,\tau_2}{\tau_i}, \quad (33)$$

respectiv frecvenţa de basculare este :

$$f_0 = \frac{1}{4\sigma_u} \cdot \frac{\tau_i}{\tau_1\,\tau_2}. \quad (34)$$

Se observă că se obţine aceeaşi expresie ca şi la regulatorul *PD*, întrucît $\frac{\tau_1\,\tau_2}{\tau_i}$ reprezintă componenta diferenţială a răspunsului amplificatorului operaţional *PID*, la fel cum τ_d reprezintă componenta diferenţială a răspunsului regulatorului *PD*.

c) *Regulatorul autobasculant PI* (proporţional integral)

Funcţia de transfer a circuitului de reacţie (raportată la tensiunea de intrare în regulator) este :

$$K_{ru}(s) = \frac{s\,\tau_i}{1+s\,\tau_1}. \quad (35)$$

Funcţia de transfer a reţelei de reacţie în planul variabilei q este :

$$K_{ru}(q) = \frac{Kq}{\alpha+q}. \quad (36)$$

Deoarece în urma calculelor rezultă că este îndeplinită condiţia de existenţă a autooscilaţiilor :

$$\widetilde{Z} = [0,0] - \widetilde{Z}\,[1,0], \quad (20)$$

înseamnă că în principiu se poate obţine şi un regulator autobasculant *PI*.

Pentru calculul semiperioadei de oscilaţie se foloseşte relaţia corespunzătoare de la regulatorul autobasculant *PID* făcînd $\beta \to \infty$;

$$\tilde{Z}\,[0{,}0] = \frac{\tau_i}{\tau_1}\left[\frac{1-e^{-\alpha}}{1+e^{-\alpha}} + 1\right] = -\sigma_u; \quad (37)$$

se obţine:

$$T' = \tau_1 \ln\left[-\sigma_u \frac{\tau_1}{2\tau_i + \sigma\tau_1}\right]. \quad (38)$$

Întrucît logaritmul unui număr negativ este un număr imaginar, rezultă că nu se obţine pentru semiperioada oscilaţiilor o valoare reală, respectiv amplificatorul operaţional autobasculant *PI* nu este fizic realizabil.

Explicaţia acestui fenomen constă în faptul că funcţionarea regulatorului autobasculant este condiţionată de existenţa unui element inerţial în circuitul de reacţie, respectiv de existenţa unei componente diferenţiale în funcţia de transfer a amplificatorului operaţional (grad $Q(s) \geqslant$ grad $P(s) + 1$).

Circuitul de reacţie al amplificatorului operaţional *PI* nu conţine nici un element inerţial, răspunsul reţelei fiind caracterizat printr-un salt iniţial brusc, care scade exponenţial şi, de aceea, nu se poate realiza un regulator autobasculant tip *PI*.

Regulatorul autobasculant PD

Schema unui regulator autobasculant *PD* este prezentată în figura 8.

Admitanţa de transfer a circuitului de reacţie este dată de relaţia (21), în care:

$$K = \frac{1}{R_1 + R_2}; \quad \tau = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_2.$$

Admitanţa de transfer a reţelei de reacţie în planul q este dată de relaţia (23).

În absenţa unui semnal aplicat la intrare, regulatorul *PD* autobasculant oscilează, frec-

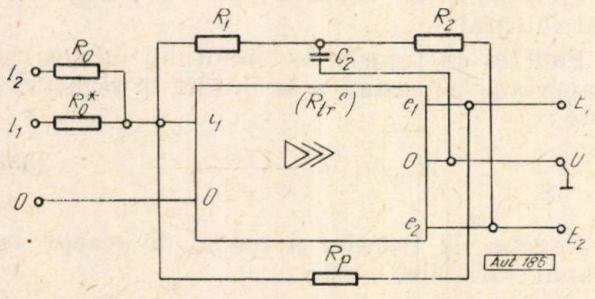


Fig. 8. Schema regulatorului autobasculant *PD*.

venţa impulsurilor obţinute la ieşire fiind aşa cum s-a arătat mai sus:

$$f_0 = \frac{1}{\tau \ln \frac{(K+\sigma)^2}{(K-\sigma)^2}} \approx \frac{K}{4\sigma\tau}. \quad (27)$$

Funcţionarea regulatorului autobasculant PD în regim staţionar pentru semnale de intrare diferite de 0.

Pentru semnale de intrare diferite de 0, la ieşirea din regulatorul basculant se va obţine o succesiune de impulsuri dreptunghiulare caracterizate printr-o perioadă de repetiţie

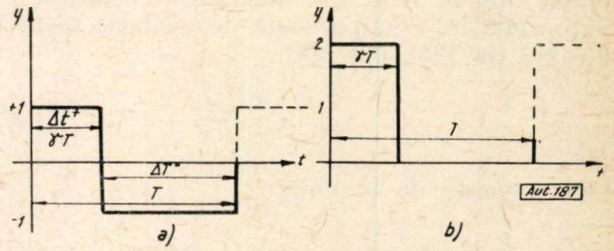


Fig. 9. Modificarea formei de undă a mărimii de ieşire din amplificatorul basculant ca urmare a deplasării axei de referinţă cu +1.

T şi o durată a impulsului pozitiv γT, unde γ este o mărime pozitivă cuprinsă între 0 şi 1 (la limită, T poate tinde spre ∞, ceea ce corespunde faptului că sistemul nu mai oscilează).

Momentele γT şi T, care corespund momentelor în care mărimea de ieşire a elementului cu histerezis basculează, se determină din caracteristica elementului respectiv:

$$\Phi\,[x_1(\bar{t})] = \begin{cases} +1 & x_1 \geqslant +\sigma \\ -1 & x_1 < -\sigma. \end{cases}$$

Pentru determinarea momentelor γT şi T se studiază răspunsul reţelei $K_r(s)$ la impulsurile aplicate de la elementul formator de impuls.

Întrucît transformata Laplace discretă se defineşte pentru $n \geqslant 0$, considerînd funcţia nulă pentru $n < 0$, este necesară o schimbare a axei de referinţă a impulsurilor generate de regulatorul autobasculant, astfel ca $y\,[0, -\varepsilon] \equiv 0$.

Făcînd o translaţie cu + 1 a axei de referinţă a caracteristicilor normate, va rezulta că impulsurile de ieşire vor varia între 0 şi +2, şi nu între −1 şi +1 (fig. 9).

Reţelei de reacţie $K_r(s)$ i se va aplica la intervale T un impuls de forma celui din figura 9, *b*.

Răspunsul reţelei de reacţie la o succesiune de impulsuri dreptunghiulare este dată de expresia generală [1]:

$$Z\,[n,\varepsilon] = y_0\left\{K^*(0,\varepsilon) - \sum_{\nu=1}^{l} C_{\nu 0}\frac{1-e^{q_\nu \gamma}}{1-e^{q_\nu}} e^{q_\nu(n+1+\varepsilon)}\right\}; \quad (39)$$

$$K^*(0,\varepsilon) = \begin{cases} C_{00} + \sum_{\nu=1}^{l} C_{\nu 0}\frac{1-e^{q_\nu(1-\gamma)}}{1-e^{q_\nu}} e^{q_\nu \varepsilon}, & 0 \leqslant \varepsilon \leqslant \gamma \\ \sum_{\nu=1}^{l} C_{\nu 0}\frac{e^{q_\nu \gamma}-1}{1-e^{q_\nu}} e^{q_\nu(\varepsilon-\gamma)}, & \gamma \leqslant \varepsilon \leqslant 1, \end{cases} \quad (40)$$

unde y_0 reprezintă amplitudinea impulsurilor aplicate ($y_0 = 2$).

Primul termen din relaţia (39) reprezintă termenul staţionar, care nu depinde de n.

Coeficienţii C_{00} şi $C_{\nu 0}$ au expresiile [1]:

$$C_{00} = \frac{P(0)}{Q(0)}; \quad C_{\nu 0} = \frac{P(q_\nu)}{q_\nu Q'(q_\nu)},$$

$K_r(q) = \frac{P(q)}{Q(q)}$ fiind expresia funcţiei de transfer în planul q a reţelei de reacţie, iar q_ν, rădăcinile lui $Q(q)$.

În cazul regulatorului PD:

$$l=1; q_1 = -\alpha; C_{00} = \frac{\beta}{\alpha} = K; C_{10} = -\frac{\beta}{\alpha} = -K; \tag{41}$$

$$Z[n, \varepsilon] = 2K^*(0, \varepsilon) + 2K \frac{1 - e^{\alpha\gamma}}{1 - e^{-\alpha}} e^{-\alpha(n+1+\varepsilon)};$$

$$2K^*(0, \varepsilon) = \begin{cases} 2K\left(1 - \frac{1 - e^{-\alpha(1-\gamma)}}{1 - e^{-\alpha}} e^{-\alpha\varepsilon}\right), & 0 \leqslant \varepsilon \leqslant \gamma \\ -2K \cdot \frac{e^{\alpha\gamma} - 1}{1 - e^{-\alpha}} \cdot e^{-\alpha(\varepsilon-\gamma)}, & \gamma \leqslant \varepsilon \leqslant 1. \end{cases} \tag{42}$$

Semnalul de reacţie în regim staţionar variază exponenţial între 0 şi $2K$ şi nu între $-K$ şi $+K$ cum este variaţia reală.

Acesta corespunde la o deplasare a axei de referinţă a semnalului de reacţie Z cu $+K$ ca o consecinţă a schimbării axei de referinţă a impulsurilor de ieşire din amplificatorul basculant. Aceasta atrage după sine şi schimbarea axei de referinţă a semnalului de intrare $x(t)$ cu $+K$.

Presupunînd că la intrare se aplică un semnal $x(t)$, momentele de basculare vor fi determinate de:

$$x_1[n, \gamma] = -\sigma = x[n, \gamma] - Z[n, \gamma]; \tag{43}$$

$$x_1[n, 1] = +\sigma = x[n, 1] - Z[n, 1], \tag{44}$$

respectiv în cazul unui semnal de intrare constant (ţinînd seamă de schimbarea de axe) rezultă:

$$Z[n, \gamma] = (x + K + \sigma); \tag{45}$$

$$Z[n, 1] = (x + K - \sigma). \tag{46}$$

Pentru analiza regimului staţionar ($n \to \infty$) interesează numai primul termen din relaţia (41) a lui $Z[n, \varepsilon]$.

Se obţine:

$$Z[\infty, \gamma] = Z[\gamma] = \frac{1 - e^{-\alpha\gamma}}{1 - e^{-\alpha}} 2K = x + K + \sigma; \tag{47}$$

$$Z[\infty, 1] = Z[1] = -2K \frac{e^{\alpha\gamma} - 1}{1 - e^{-\alpha}} e^{-\alpha(1-\gamma)} = x + K - \sigma, \tag{48}$$

de unde rezultă:

$$\gamma T = \tau \ln \frac{K - x + \sigma}{K - x - \sigma}; \tag{49}$$

$$T = \frac{1}{f} = \tau \ln \frac{(K + \sigma)^2 - x^2}{(K - \sigma)^2 - x^2}. \tag{50}$$

Valoarea medie a mărimii de ieşire, ţinîndu-se seamă de polaritatea reală a impulsurilor, este:

$$\overline{y} = \frac{\gamma T - (1 - \gamma) T}{T} = \frac{\ln \frac{K^2 - (\sigma - x)^2}{K^2 - (\sigma + x)^2}}{\ln \frac{(K + \sigma)^2 - x^2}{(K - \sigma)^2 - x^2}}; \tag{51}$$

limitele domeniului de comandă sînt:

$$x = K - \sigma \to \gamma T = \infty \to \overline{y} = 1;$$

$$x = -(K - \sigma) \to (1 - \gamma) T = \infty \to \overline{y} = -1.$$

Caracteristica staţionară a regulatorului PD este reprezentată în figura 10.

Pentru domeniul de comandă propriu-zis rezultă din relaţia (51) (prin dezvoltare în serie):

$$\overline{y} = \frac{x}{K}\left(1 + \frac{2}{3}\frac{\sigma^2}{K^2 - x^2}\right) \approx \frac{x}{K} = K_{PD} x_u;$$

x_u reprezintă semnalul de intrare în tensiune $\left(x = \frac{x_u}{R_0}\right)$ şi K_{PD} reprezintă factorul de proporţionalitate al regulatorului:

$$K_{PD} \simeq \frac{1}{K R_0}.$$

În consecinţă, valoarea medie a mărimii de ieşire corespunde componentei proporţionale a amplificatorului, caracteristica prezentînd deformaţii doar la limitele domeniului de comandă (fig. 10).

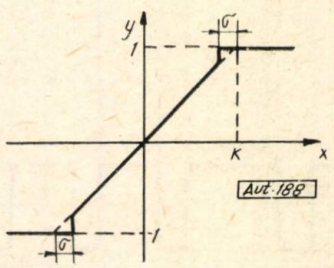


Fig. 10. Caracteristica statică a amplificatorului operaţional PD autobasculant.

Modul în care se produce comanda regulatorului autobasculant PD este arătat în figura 11 pentru diverse valori ale semnalului de intrare.

Frecvenţa oscilaţiilor are expresia dată de relaţia (50); limita domeniului $f > 0$ este $|x| \leqslant |K - \sigma|$, pentru $|x| = |K - \sigma|$; $f = 0$.

Rezultă că pentru semnale corespunzînd limitei domeniului de comandă se obţine, la

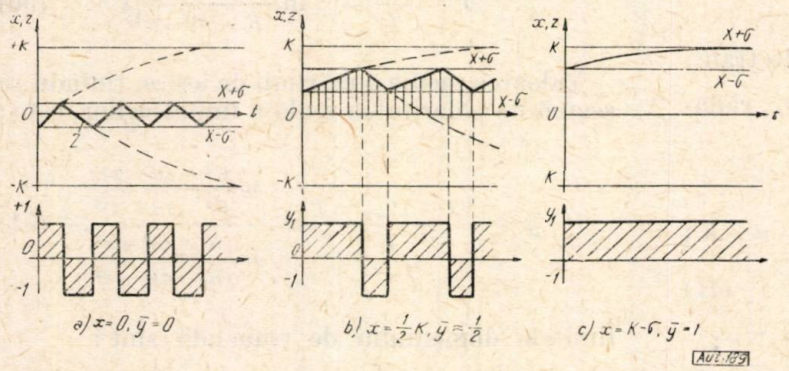


Fig. 11. Comanda statică a amplificatorului operaţional *PD* autobasculant.

ieşirea regulatorului autobasculant *PD*, un semnal unidirecţional.

Din relaţia (50), prin dezvoltare în serie de puteri a lui $\frac{1+x}{1-x}$, se obţine (în ipoteza $\sigma^2 \ll \ll K^2 - x^2$):

$$f = f_0 \left(1 - \frac{x^2}{K^2}\right), \tag{51}$$

unde f_0 este dat de relaţia (27), care poate fi scrisă sub forma explicită:

$$f_0 = \frac{R}{4\sigma\tau} \simeq \frac{R_{tr}}{4(\theta - 1) R_1 R_2 C_1}. \tag{27'}$$

După cum se observă din relaţia (51), frecvenţa de autobasculare este maximă la semnal

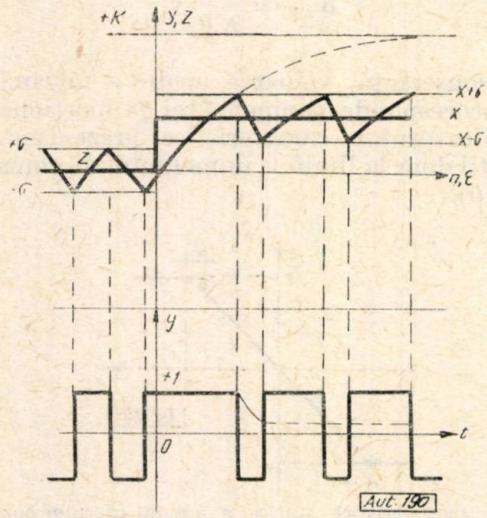


Fig. 12. Răspunsul regulatorului autobasculant *PD* la un semnal treaptă.

de intrare nul şi scade o dată cu creşterea semnalului aplicat la intrare.

În dimensionarea elementelor regulatorului autobasculant trebuie să se urmărească obţinerea unor perioade de basculare mici în raport cu constantele de timp ale regulatorului, respectiv:

$$f_0 \gg \frac{1}{2\pi\tau}; \tag{52}$$

în consecinţă este necesar ca:

$$\sigma \ll \frac{2\pi}{4} K. \tag{53}$$

Reducerea lăţimii ciclului de basculare este avantajoasă atît din punctul de vedere al comportării staţionare (liniaritatea caracteristicii), cît şi al comportării dinamice.

Frecvenţa de autobasculare maximă este limitată de frecvenţa maximă de basculare admisă de amplificatoarele finale şi de durata de comutare a tranzistoarelor.

Comportarea dinamică a regulatorului autobasculant PD

Variaţia în salt a mărimii de intrare $x(t)$ corespunde de fapt la o variaţie în salt în intervalul dintre două basculări succesive a valorii $Z(\bar{t})$, pentru care se produce bascularea.

Să presupunem iniţial $x = 0$ şi că în intervalul $n \leqslant \varepsilon \leqslant n + \gamma$ se aplică un salt $x(t) = x \cdot 1(\bar{t})$ $(n \to \infty)$.

În acest caz, relaţiile (47), (48) devin:

$$Z[n,\gamma] = Z[\gamma] = 2K \frac{1 - e^{-\alpha\gamma}}{1 - e^{-\alpha}} = x + K + \sigma; \tag{54}$$

$$Z[n-1, 1] = Z[n, 0] = Z[0] = $$

$$= -2K \frac{e^{-\alpha\gamma} - 1}{1 - e^{-\alpha}} e^{-\alpha(1-\gamma)} = K - \sigma. \tag{55}$$

Se obţine:

$$(\gamma T)_0 = \tau \ln \frac{K + \sigma}{K - x - \sigma} \approx \frac{\tau}{K}(x + 2\sigma). \tag{56}$$

După primul impuls pozitiv (deci după γT) se intră într-un regim staţionar, în care limitele de variaţie ale semnalului de reacţie sînt:

$$Z[\gamma] = x + K + \sigma; \tag{57}$$

$$Z[1] = x + K - \sigma. \tag{58}$$

Procesul tranzitoriu în cazul aplicării unui semnal treaptă unui regulator autobasculant *PD* este reprezentat în figura 12.

În regim staţionar, după aplicarea saltului, durata impulsurilor pozitive va fi:

$$(\gamma T)_\infty = \tau \ln \frac{K - x + \sigma}{K - x - \sigma} \approx \tau \frac{2\sigma}{K - x - \sigma}. \tag{59}$$

După cum se observă, durata primului impuls pozitiv va fi sensibil mai mare decît a

celorlalte impulsuri pozitive. Aceasta corespunde unei creşteri a valorii medii a tensiunii de ieşire în raport cu valoarea în regim staţionar. În ce priveşte definirea efectului derivativ la regulatorul autobasculant există mai multe posibilităţi :

a) Se consideră că efectul derivativ este reprezentat chiar de creşterea δ a duratei primului impuls faţă de durata de regim staţionar (fig. 13).

În acest caz :

$$D = \delta = (\gamma T)_0 - (\gamma T)_\infty \approx \tau \frac{x}{K}. \qquad (60)$$

în ipoteza că :

$$(K - x) \gg 2\sigma.$$

b) Avînd în vedere că regulatorul autobasculant nu sesizează momentul exact al aplicării saltului cînd acesta se aplică în intervalul $0 \div \frac{1}{2 f_0}$, aprecierea efectului derivativ se mai poate face şi în felul următor.

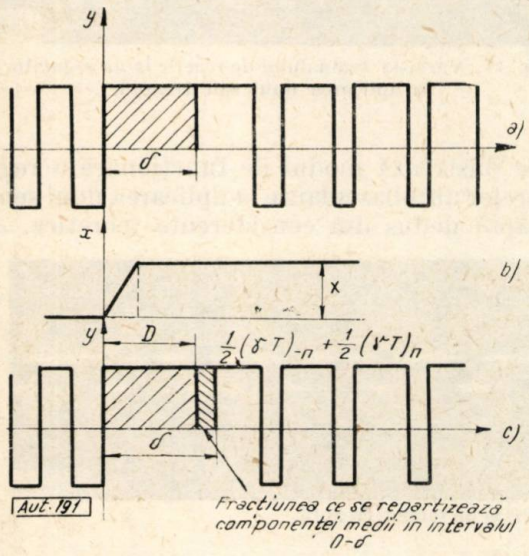


Fig. 13. Efectul derivativ la regulatorul autobasculant *PD*.

Se presupune că la intrare se aplică un salt de valoare finală x şi care în intervalul $0 \div \frac{1}{2 f_0}$ variază liniar de la 0 la valoarea finală. Şi în acest caz efectul derivativ este prezentat prin creşterea duratei primului impuls, cu deosebirea că raportarea la valoarea staţionară se face diferit, şi anume :

Din durata primului impuls se scade întîi semisuma duratelor impulsurilor de regim staţionar înainte şi după aplicarea saltului. În acest fel se ţine seamă că componenta proporţională în intervalul $0 \div \frac{1}{2 f_0}$ este $\frac{x}{2}$ (semnalul creşte liniar de la 0 la x, raportarea făcîndu-se faţă de această valoare). În continuare se scade şi fracţiunea ce se repartizează componentei medii în intervalul $0 \div (\gamma T)_0$.

În acest caz :

$$D = \left\{(\gamma T)_n - \frac{1}{2}\left[(\gamma T)_{-n} + (\gamma T)_n\right]\right\}\left[1 - \frac{x}{2K}\right] =$$

$$= \tau\left\{\frac{x + 2\sigma}{K + \sigma} - \frac{1}{2}\left[\frac{2\sigma}{K + \sigma} + \frac{2\sigma}{K - x + \sigma}\right]\right\}\left[1 - \frac{x}{2K}\right]. \qquad (61)$$

În ipotezele $K - x \gg 2\sigma$ rezultă :

$$D \simeq \frac{x}{K}\left|1 - \frac{x}{2K}\right| \approx \tau \frac{x}{K}. \qquad (62)$$

Acelaşi rezultat se obţine dacă se consideră că semnalul se aplică brusc la $\frac{1}{4 f_0}$ (valoarea medie statistică a timpului mort), raportarea făcîndu-se la componenta medie în intervalul $0 \div \frac{1}{2 f_0}$.

Ca şi la alte dispozitive care se caracterizează printr-o formă de undă pulsatorie a tensiunii de ieşire (amplificatoare magnetice, redresoare comandate), efectul unei comenzi aplicate la intrare apare la ieşire, în ceea ce priveşte componenta medie, abia după un timp mort t_μ care are o valoare cuprinsă între 0 şi $\frac{1}{2 f_0}$ şi o valoare medie statistică :

$$t_\mu = \frac{1}{4f} = \sigma \frac{\tau}{K} \approx \sigma (R_1 + R_2)\, \tau, \qquad (63)$$

în care f este frecvenţa de basculare a amplificatorului autobasculant.

Pentru ca efectul acestui timp mort să fie redus, este necesar ca :

$$\tau \gg \frac{1}{2\pi f},$$

respectiv :

$$f \gg \frac{1}{2\pi \tau}.$$

Ţinînd seamă de aceste relaţii, rezultă funcţia de transfer echivalentă a amplificatorului operaţional *PD* autobasculant :

$$\overline{Y}_{PD}(s) = \frac{K_{PD}(1 + s\tau)}{e^{st_\mu}} \approx \frac{K_{PD}(1 + s\tau)}{1 + st_\mu + s^2 \frac{t^2_\mu}{2}} \approx$$

$$\approx K_{PD} \frac{1 + s\tau}{1 + st_\mu}.$$

Oscilograme referitoare la funcţionarea regulatorului autobasculant PD

În figurile 14 şi 15 sînt oscilografiate variaţiile semnalului de reacţie (tensiunea pe rezistenţa R_1 a circuitului de reacţie operaţională) în

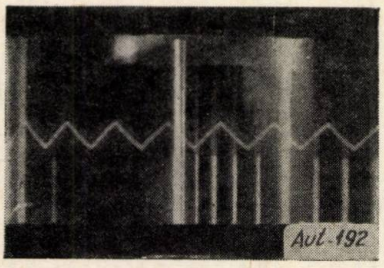


Fig. 14. Forma de undă a semnalului de reacţie, $U_i = 0$ V.

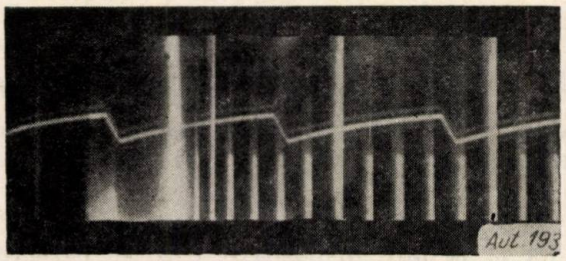


Fig. 15. Forma de undă a semnalului de reacţie, $U_i = 6{,}5$ V.

cazul unui regulator autobasculant *PD* pentru diverse valori ale semnalului de intrare (pe oscilograme nu apare componenta continuă).

Parametrii regulatorului sînt :

$$R_0 = 100\ K\Omega;\ R_1 = 52\,K\Omega;\ R_2 = 62{,}5\ K\Omega;$$

$$C_2 = 8\mu F;\ R_p = 2M\Omega.$$

În figura 17 este prezentat modul de variaţie a semnalului de reacţie a unui regulator autobasculant *PD* la aplicarea unui salt treaptă. Parametrii regulatorului sînt :

$$R_0 = 105\,K\,\Omega;\ R_1 = 105\,K\,\Omega;\ R_2 = 2\,K\,\Omega;$$

$$C_2 = 4\mu F;\ R_p = 2M\,\Omega.$$

Figurile 16 şi 17 trebuie comparate cu figura 12

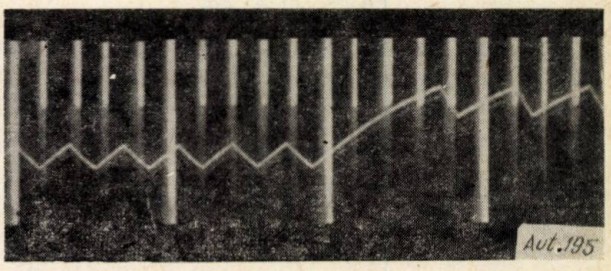


Fig. 17. Variaţia semnalului de reacţie la un regulator *PD* la aplicarea unui salt treaptă.

care ilustrează modul de funcţionare a regulatoarelor autobasculante la aplicarea unui semnal treaptă dedus din considerente teoretice.

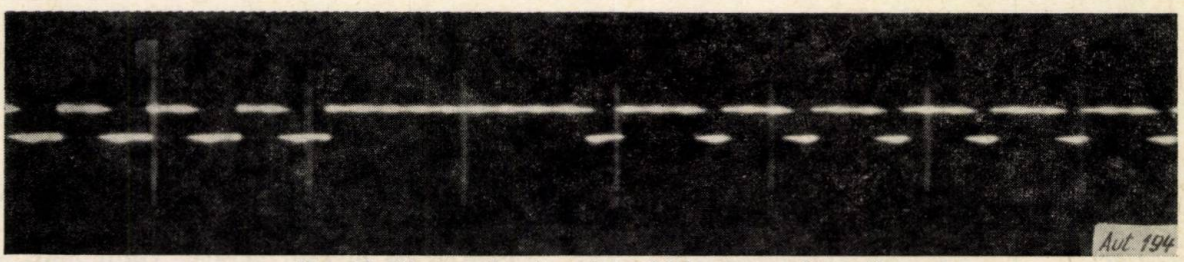


Fig. 16. Răspunsul unui regulator *PD* la un semnal treaptă.

Parametrii regulatorului autobasculant *PD* sînt :

$$R_0 = 105\,K\Omega;\ R_1 = 105\,K\Omega;\ R_2 = 22\,K\Omega;$$

$$C_2 = 4\mu F;\ R_p = 2M\Omega;\ R^0_{tr} = 6M\Omega.$$

Se observă că semnalul de reacţie variază exponenţial între aceleaşi două limite, indiferent de semnalul aplicat.

Se observă că, la semnal de intrare nul, variaţia este foarte apropiată de cea liniară.

Oscilogramele din figurile 14, 15 trebuie comparate cu figura 11, care ilustrează comportarea staţionară a regulatorului autobasculant *PD*, dedusă din considerente teoretice.

În figura 16 este prezentat răspunsul unui regulator autobasculant *PD* la un salt treaptă.

ANEXA 1

Calculul lăţimii ciclului de basculare

Presupunînd că punctul de funcţionare se găseşte, de exemplu, pe ramura superioară de saturaţie a caracteristicii, la $U_L = U_M$ rezultă că, pentru a produce bascularea în sens invers, este necesar să se aplice un curent de comandă negativ, bascularea producîndu-se cînd i_1 are valoarea corespunzătoare cotului de saturaţie a amplificatorului fără reacţie :

$$i_{1\sigma} = i_r - i_{i\sigma} = \frac{U_M}{R^0_{tr}},$$

de unde :

$$i_{i\sigma} = U_M\left(\frac{1}{R_p} - \frac{1}{R^0_{tr}}\right) = \frac{U_M}{R^0_{tr}}\,(\theta - 1).$$

Lăţimea ciclului de basculare creşte prin micşorarea rezistenţei de reacţie pozitivă R_p (respectiv creşterea gradului de reacţie).

În calculul corect al lăţimii ciclului de basculare trebuie ţinut seamă de condiţiile reale de funcţionare (în cazul utilizării în regulatoare autobasculante), şi anume :

1. existenţa unei rezistenţe de sarcină (de exemplu, rezistenţa de sarcină a amplificatorului de putere) ;
2. existenţa rezistenţelor de intrare în amplificatorul operaţional (R_0, R_0^*) care şuntează intrarea în amplificator.

ANEXA 2

Calculul semiperioadei de oscilaţie la regulatorul autobaseulant PID

Dezvoltînd relaţia (31) în serie de puteri ale lui e^{α}, neglijînd termenii de ordin superior şi făcînd substituirile $\alpha = \frac{T'}{\tau_1}$, $\beta = \frac{T'}{\tau_2}$, se obţine ecuaţia :

$$T'^2 - 2T'\left[\tau_1 + \tau_2 + \frac{\tau_i}{\sigma_u}\right] + 4\tau_1\tau_2 = 0 ;$$

cum $\sigma_u \ll 1$, rezultă $\frac{\tau_i}{\tau_u} \gg \tau_1 + \tau_2$, iar ecuaţia devine :

$$T'^2 - 2T'\frac{\tau_i}{\sigma_u} + 4\tau_1\tau_2 = 0,$$

respectiv :

$$T' = \frac{\tau_i}{\sigma_u} \pm \frac{\tau_i}{\sigma_u}\sqrt{1 - \frac{\sigma_u^2}{\tau_i^2}4\tau_1\tau_2} \approx \frac{\tau_i}{\sigma_u} \pm$$

$$\pm \frac{\tau_i}{\sigma_u}\left(1 - 2\tau_1\tau_2\frac{\sigma_u^2}{\tau_i^2}\right).$$

Pentru T' se obţin două valori :

$$T_1' = \frac{2\tau_i}{\sigma_u} - 2\tau_1\tau_2\frac{\sigma_u}{\tau_i} ;$$

$$T_2' = 2\sigma\frac{\tau_1\tau_2}{\tau_i}.$$

Prima soluţie este mult supraunitară, ea satisfăcînd ecuaţia care rezultă prin dezvoltarea în serie a lui e^{α} şi e^{β}, dar nu şi ecuaţia transcendentă propriu-zisă, întrucît pentru α, $\beta \gg 1$ dezvoltarea în serie cu un singur termen nu mai este valabilă. În consecinţă, soluţia reală este :

$$T' = 2\sigma_u\frac{\tau_1\tau_2}{\tau_i}.$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Tîpkin, Ia. Z. *Teoria impulsnîh sistem.* Moscova, Fizmatghiz, 1958.

[2] Kessler, C. *Ein Transistor — Zweipunktregler.* In : Regelungstechnik, **6**, nr. 1, 1958.

[3] Landau, I. D. şi Davidovici, A. *Ajustarea optimală a regulatoarelor pentru procese dinamice rapide.* Comunicare la sesiunea Comisiei de automatizare a Academiei R.P.R., noiembrie 1963.

[4] Landau, I. D. *Amplificator autobasculant cu reacţie tranzistorizat, utilizat în schemele de reglare automată a proceselor dinamice rapide.* Disertaţie, Inst. politehnic Bucureşti, 1964.

Cd. şt. tehn. ing. A. PETRESCU

Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a dislocuirii de tip piston a unui lichid de către altul într-un mediu poros, prin luarea în considerare a densităţilor şi viscozităţilor diferite ale lichidelor

Modelarea procesului de dislocuire a unui lichid de către altul prezintă importanţă datorită problemelor teoretice şi practice care apar în legătură cu exploatarea zăcămintelor de ţiţei. Modelarea electrică a acestui proces are la bază ipoteza unei dislocuiri de tip piston, adică existenţa unei suprafeţe nete de separaţie între cele două lichide. În realitate nu există o suprafaţă netă de separaţie, ci o zonă de amestec, grosimea acesteia depinzînd de o serie de factori [1].

În prezent, cercetările dislocuirii cu zonă de amestec se efectuează pe modele fizice sau cu ajutorul calculatoarelor electronice numerice [2], [3]. În acest scop este necesar a se folosi calculatoare cu o memorie internă de mare capacitate şi cu o viteză de lucru ridicată.

Cu toate acestea, rezolvarea problemelor de dislocuire, în ipoteza unei suprafeţe nete de separaţie a lichidelor, prezintă importanţă, deoarece asemenea cazuri se întîlnesc în practică (exemplu : cazul dislocuirii gazelor de către apă).

Problemele teoretice şi practice ale modelării electrice cu ajutorul reţelelor a dislocuirii de tip piston sînt în mare măsură rezolvate pentru cazul lichidelor de viscozităţi diferite. În cele ce urmează se propune o metodă pentru modelarea cu ajutorul reţelelor a unor astfel de probleme în condiţiile viscozităţilor şi densităţilor diferite ale celor două lichide, precum şi cu posibilitatea luării în considerare a saltului capilar al presiunii în lungul suprafeţei de separaţie.

Matematic, problema se pune în modul următor. Se dă un domeniu bidimensional $\mathcal{D}$ (fig. 1) (în general poate fi tridimensional), compus din subdomeniile $\mathcal{D}_1$ şi $\mathcal{D}_2$ care conţin lichide de densităţi şi viscozităţi diferite. Este necesar a se găsi în fiecare moment de timp

anumite funcţii $\Phi_1(x, y)$ şi $\Phi_2(x, z)$ care satisfac ecuaţia eliptică :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left[K(x,z)\frac{\partial \Phi}{\partial x}\right] + \frac{\partial}{\partial z}\left[K(x,z)\frac{\partial \Phi}{\partial z}\right] = 0, \quad (1)$$

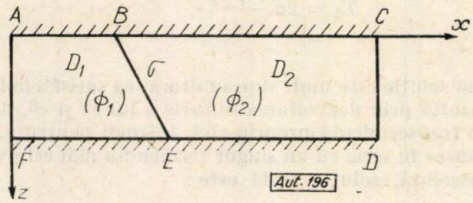


Fig. 1

unde :

$$K(x,z) = \begin{cases} K_1(x,z) \text{ dacă } M \in \mathcal{D}_1 \\ K_2(x,z) \text{ dacă } M \in \mathcal{D}_2, \end{cases} \quad (2)$$

M fiind punct al domeniului $\mathcal{D}$, iar $K_1(x, z)$, $K_2(x, z)$ — funcţii cunoscute.

Se mai dau următoarele condiţii la limită :

$$\Phi_1|_{AF} = \text{const.}; \quad (3)$$

$$\left.\frac{\partial \Phi_1}{\partial n}\right|_{AB,\ FE} = 0, \quad (4)$$

unde n este normala la frontierele AC şi FD;

$$\Phi_2|_{CD} = \text{const.}; \quad (5)$$

$$\left.\frac{\partial \Phi_2}{\partial n}\right|_{BC,\ ED} = 0; \quad (6)$$

$$\Phi_1|\sigma = \Phi_2|\sigma + C(x,z), \quad (7)$$

în care $C(x, z)$ este o funcţie cunoscută;

$$K_1(x,z)\left.\frac{\partial \Phi_1}{\partial n}\right|_{\sigma} = K_2(x,z)\left.\frac{\partial \Phi_2}{\partial n}\right|_{\sigma}. \quad (8)$$

În expresiile funcţiilor Φ_1 şi Φ_2 timpul t intervine ca parametru [4], deoarece frontiera comună σ a celor două subdomenii $\mathcal{D}_1$ şi $\mathcal{D}_2$ se deformează în timp. Este necesar să se

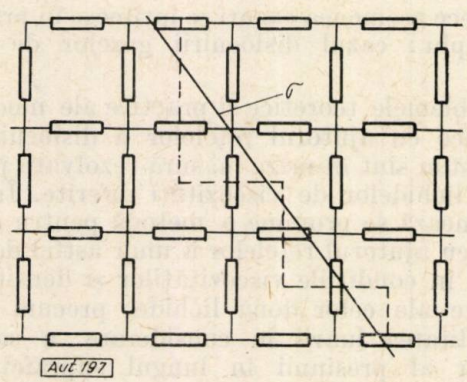


Fig. 2

cunoască deplasarea acestei frontiere în timp. Poziţia frontierei în spaţiu pentru diferite valori ale timpului se calculează examinînd procesul continuu ca o succesiune de stări staţionare [5].

În lucrarea [6] s-a arătat posibilitatea folosirii a două tipuri de analogii directe între mărimile hidraulice şi electrice (I — presiune — potenţial electric, debit — curent ; II — potenţialul vitezelor — potenţialul electric, debit — curent electric), pentru modelarea curgerii fluidelor grele prin medii poroase.

Din punctul de vedere al realizării tehnice, prima analogie duce la necesitatea utilizării de surse de tensiune în ramurile reţelei sau a surselor de curent în nodurile reţelei, ceea ce complică modelarea [7]. Folosirea celei de-a doua analogii nu duce la complicarea modelului, prin faptul că se pot folosi în acest scop reţelele destinate modelării ecuaţiei de tip Poisson.

Pe reţele, în mod curent şi fără dificultăţi, se pot realiza condiţiile la limită de tipul (3), (4) şi (8). Condiţia de tipul (7) trebuie realizată în mod artificial. Sensul fizic al acestei condiţii constă în faptul că de-a lungul frontierei mobile potenţialul vitezelor suferă un salt a cărui

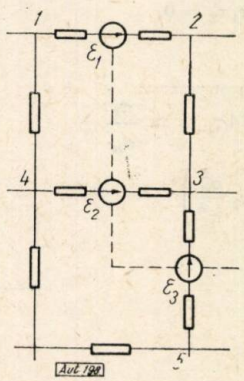


Fig. 3

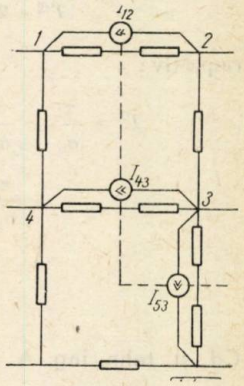


Fig. 4

valoare este o funcţie cunoscută de coordonate şi de proprietăţile lichidelor (densitate, presiuni capilare etc.).

În figura 2 este reprezentată o reţea pe care se modelează cele două subdomenii $\mathcal{D}_1$ şi $\mathcal{D}_2$ care au frontieră comună σ. Vom admite că frontiera se aproximează printr-o linie frîntă care trece prin mijlocul ramurilor reţelei, ca în desen. Pe o reţea cu un număr de noduri suficient de mare, eroarea în aproximarea frontierei continue printr-o linie frîntă este acceptabilă pentru tipul de probleme considerat, întrucît valorile funcţiilor $K_1(x, z)$ şi $K_2(x, z)$ se cunosc cu o precizie relativ mică.

Practic, condiţia (7) se poate realiza prin introducerea unor generatoare de tensiune în serie, cu fiecare ramură intersectată de frontieră (fig. 3). Valoarea tensiunii electromotoare a acestor generatoare va fi proporţională cu saltul pe care-l suferă potenţialul vitezelor în punctul considerat. Această metodă necesită tăierea reţelei în lungul frontierei aproximate, ceea ce implică dificultăţi de ordin tehnic. Neajunsul acesta poate fi înlăturat dacă se înlocuiesc generatoarele de tensiune cu generatoare de curent, ca în figura 4. Prin aceasta,

potenţialele punctelor *1*, *2*, *3*, *4*, *5* faţă de situaţia precedentă nu s-au schimbat. Din punct de vedere tehnic, generatoarele de curent se pot realiza uşor cu o bornă la masă (fig. 5). Asemenea generatoare se întîlnesc în mod curent în modelele de tip industrial, întrucît cu ajutorul lor se modelează partea dreaptă a ecuaţiei Poisson.

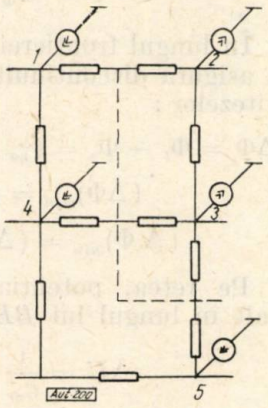


Fig. 5

Modelarea practică a unei probleme

De multe ori pentru menţinerea presiunii în zăcămintele petrolifere se injectează apă prin şiruri de sonde de injecţie dispuse paralel cu şirurile de sonde de extracţie. În aceste condiţii se poate înlocui şirul de sonde printr-o galerie, iar problema se poate examina ca depinzînd numai de două coordonate spaţiale.

În modelul folosit, valorile maxime ale tensiunilor şi curenţilor debitaţi de surse au fost de ± 20 V şi respectiv $\pm$ 2,5 mA, care au corespuns la presiuni de $\pm 100\%$ şi debite de $\pm 100\%$. A existat însă posibilitatea modelării unor debite pînă la $\pm 1\,000\%$.

Configuraţia zăcămîntului (s-a examinat în secţiune verticală) corespunde figurii 1.

Datele iniţiale. Aceste date sînt :

— distanţa dintre galeria de injecţie şi cea de extracţie $L = 5 \cdot 10^4$ cm ;
— înălţimea stratului $H = 10^3$ cm ;
— permeabilitatea $K = 0{,}5$ Darcy ;
— porozitatea $m = 0{,}2$;
— viscozitatea ţiţeiului $\mu_t = 2{,}4$ cP ;
— viscozitatea apei $\mu_a = 1$ cP ;
— greutatea specifică a ţiţeiului $\gamma_t = 8 \cdot 10^{-4} \frac{\text{kg}}{\text{cm}^3}$;
— greutatea specifică a apei $\gamma_a = 1{,}2 \ 10^{-3} \frac{\text{kg}}{\text{cm}^3}$.

Între galeria de injecţie şi cea de extracţie s-a asigurat o diferenţă de presiune $P_i - P_e = 7$ at.

Calculul valorilor rezistenţelor reţelei. Reţeaua are 100×10 celule, paşii pe axa X avînd valoarea L, iar pe axa Z valoarea H.

$$\Delta L = \frac{L}{N_L} = \frac{5 \cdot 10^4}{10^2} = 5 \cdot 10^2 \text{ cm} ;$$

$$\Delta H = \frac{H}{N_H} = \frac{10^3}{10} = 10^2 \text{ cm} ;$$

$$h = 10^2 \text{ cm},$$

unde :

N_L este numărul de celule pe orizontală ;
N_H — numărul de celule pe verticală ;
h — grosimea stratului examinat.

Valorile rezistenţelor orizontale R_L şi verticale R_V au fost calculate [6] cu formulele :

$$R_L = \frac{1}{C_R} \cdot \frac{\mu}{K} \cdot \frac{\Delta L}{\Delta H \cdot h}, \ \Omega ;$$

$$R_V = \frac{1}{C_R} \cdot \frac{\mu}{K} \frac{\Delta H}{\Delta L \cdot h}, \ \Omega,$$

C_R fiind factor de scară.

În condiţiile problemei, raportul dintre R_L şi R_V a fost următorul :

$$\frac{R_L}{R_V} = \left(\frac{\Delta L}{\Delta H}\right)^2 = 25.$$

Pe reţea au putut fi folosite următoarele valori pentru rezistenţele din zona ocupată de apă : $(R_L)_a = 625 \ \Omega$; $(R_V)_a = 25\,\Omega$, iar pentru cele din zona ocupată de ţiţei : $(R_L)_t = 1\,562 \ \Omega$; $(R_V)_t = 62{,}5 \ \Omega$.

Aceasta a făcut ca valoarea admisă pentru viscozitatea ţiţeiului să fie $M_t = 2{,}4$ cP şi nu 2,5 cP ca în condiţiile problemei.

Calculul factorilor de scară [6]. Admiţînd că mărimea $P_i - P_e = 7$ at corespunde pe model la o cădere de tensiune de 100%, se va găsi factorul de scară corespunzător raportului dintre valoarea maximă a potenţialului vitezelor Φ şi a căderii maxime de tensiune U :

$$C_\Phi = \frac{P_i - P_e}{U} = \frac{\Delta \Phi}{U} = \frac{7}{100} = 7 \cdot 10^{-2}, \ \text{at}/\%.$$

Factorul de scară pentru rezistenţe va fi :

$$C_R = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{\mu_t}{K} \frac{\Delta L}{\Delta H \cdot h} = 1{,}6 \cdot 10^{-2}, \frac{1}{\Omega} \frac{\text{cP}}{\text{Darcy}} \frac{1}{\text{cm}} .$$

Factorul de scară pentru debit este dat de raportul :

$$C_Q = \frac{C_\Phi}{C_R} = 4{,}375 \ 10^{-2}, \frac{\text{cm}^3}{\text{s}} \cdot \frac{\Omega}{\%} .$$

Condiţiile la limită. Condiţiile la limită se asigură pentru potenţialul vitezelor Φ care se exprimă în funcţie de presiune prin formula :

$$\Phi = p - \gamma \cdot z.$$

Conform figurii 1, condiţiile la limită vor fi :

$$P|_{AF} = P_{et} = 7, \text{ at} ;$$

$$\Phi|_{AT} = P_{et} - \gamma_a \cdot Z = 7.\ 1{,}2 \ 10^{-3} Z, \text{ at} ;$$

$$P|_{CD} = 0 ;$$

$$P|_{CD} = -\gamma_t \cdot Z = -8 \cdot 10^{-4} \cdot Z, \quad \text{at}.$$

În lungul frontierei BE de contact trebuie să se asigure un salt corespunzător al potențialului la trecerea dintr-un domeniu în altul.

S-a făcut abstracție de valoarea saltului capilar al presiunii în lungul lui BE și, datorită continuității presiunii pe această frontieră, are loc egalitatea :

$$P_t|_{BE} = P_a|_{BE}.$$

Potențialele vitezelor în lungul lui BE, în regiunea ocupată de apă și cea ocupată de țiței, vor fi :

$$\Phi_a|_{BE} = P_a|_{BE} - \gamma_a \cdot Z,$$

$$\Phi_t|_{BE} = p_t|_{BE} - \gamma_t \cdot Z.$$

Deci :

$$\Phi_a|_{BE} = \Phi_t|_{BE} - (\gamma_a - \gamma_t) \cdot Z = \Phi_t|_{BE} - \Delta\gamma \cdot Z.$$

Saltul pe care-l suferă potențialul prin trecerea din $\mathfrak{D}_1$ în $\mathfrak{D}_2$ va fi :

$$\Delta\Phi_{BE} = (\gamma_a - \gamma_t) Z, \text{ at.}$$

Pentru fiecare punct al frontierei BE, mărimea $\Delta\Phi|_{EB}$ este cunoscută, deși valorile $\Phi_a|_{BE}$ și $\Phi_t|_{BE}$ sînt necunoscute.

Frontierele AC și DF sînt impermeabile și în lungul lor au loc condițiile :

$$\left.\frac{\partial\Phi}{\partial Z}\right|_{AC} = 0 ; \quad \left.\frac{\partial\Phi}{\partial Z}\right|_{AF} = 0.$$

Valorile numerice ale condițiilor la limită

Pe frontiera AF potențialul se modifică liniar :

$$\Phi_A = 7, \text{ at};$$

$$\Phi_F = 7 - 1{,}2\,10^{-3} \cdot 10^3 = 5{,}8, \text{ at.}$$

Potențialele electrice corespunzătoare vor fi :

$$U_A = \frac{\Phi_A}{C_\Phi} = \frac{7}{7 \cdot 10^{-2}} = 100\,\%;$$

$$U_F = \frac{\Phi_F}{C_\Phi} = \frac{5{,}8}{7 \cdot 10^{-2}} = 82{,}9\,\%.$$

Pentru fiecare nod de pe frontiera AF se asigură un potențial electric dat de relația :

$$U = \frac{\Phi_A - \gamma_a \cdot Z}{C_\Phi}, \ \%.$$

În lungul frontierei CD potențialul se modifică liniar :

$$\Phi_C = 0;$$

$$\Phi_D = -\gamma_t \cdot H = -8 \cdot 10^{-4} \cdot 10^3 = -0{,}8 \text{ at.}$$

Pe rețea se vor lua :

$$U_C = \frac{\Phi_C}{C_p} = 0;$$

$$U_D = \frac{\Phi_0}{C_\Phi} = -\frac{0{,}8}{7 \cdot 10^{-2}} = -11{,}42\,\%.$$

Pentru fiecare nod de pe frontieră potențialul se calculează cu relația :

$$U = \frac{\Phi_C - \gamma_t \cdot Z}{C_\Phi} = -\frac{\gamma_t \cdot Z}{C_\Phi}.$$

În lungul frontierei comune BE este necesar a asigura discontinuitatea $\Delta\Phi$ a potențialului vitezelor :

$$\Delta\Phi = \Phi_t - \Phi_a = (\gamma_a - \gamma_t) \cdot Z = 4 \cdot 10^{-2} \cdot Z, \text{ at};$$

$$(\Delta\Phi)_{min} = (\Delta\Phi)_{Z=0} = 0;$$

$$(\Delta\Phi)_{min} = (\Delta\Phi)_{Z=H} = 0{,}4, \text{ at.}$$

Pe rețea, potențialul electric va avea un salt în lungul lui BE egal cu :

$$\Delta U = \frac{1}{C_\Phi}(\gamma_a - \gamma_t) Z, \ \%,$$

iar în volți :

$$\Delta U = \frac{\Delta U, \ \%}{100} \cdot 20 = \frac{5{,}71 \cdot 10^{-3} Z}{5} =$$

$$= 1{,}14 \cdot 10^{-3} \cdot Z.$$

Vom nota cu $(R_L)_{BE}$ și $(R_H)_{BE}$ rezistențele orizontale și verticale intersectate de frontiera BE. Pentru calcule vom considera formulele :

$$(R_L)_{BE} = \frac{1}{2}\frac{1}{C_R}\frac{\Delta L}{\Delta H \cdot h}\frac{1}{K}(\mu_a + \mu_t), \ \Omega;$$

$$(R_H)_{BE} = \frac{1}{2}\frac{1}{C_R}\frac{\Delta H}{\Delta L \cdot h}\cdot\frac{1}{K}(\mu_a + \mu_t), \quad \Omega.$$

Curentul care asigură căderea suplimentară de tensiune ΔU pe rezistența $(R)_{BE}$ va fi :

$$I = \frac{\Delta U}{(R)_{BE}}, \ A.$$

În nodurile la care au fost conectate rezistențele intersectate de frontiera BE s-au aplicat, cu ajutorul unor generatoare de curent constant, curenți de sens pozitiv și negativ, egali în valoare absolută. În modul acesta s-a asigurat saltul necesar al potențialului în punctele de pe frontiera BE.

Rezultatele experimentale

Poziția inițială a frontierei BE a fost verticală — la distanța de 52,5 m pe axa x. Au fost aplicate condițiile la limită corespunzătoare și s-a măsurat distribuția potențialelor în nodurile rețelei.

Viteza punctelor frontierei BE s-a calculat prin interpolare între valorile vitezei de punctele situate de o parte și alta a frontierei.

Conform metodei date în [5] s-au efectuat deplasări ale frontierei pentru intervale de timp egale, 100, 200 și 400 zile.

Coordonatele punctelor frontierei BE pentru $t = 0$, 100, 200, 400 zile sînt date în tabela 1.

Tabela 1

	$T = 0$	$T = 100$	$T = 200$	$T = 400$
Z, m	X, m	X, m	X, m	X, m
0	52,5	59	65	69
1	52,5	59,7	66	72
2	52,5	60,6	70,6	75
3	52,5	61,8	74,2	78,6
4	52,5	63,8	74,2	78,6
5	52,5	65,8	78,4	84
6	52,5	67,4	84,4	100
7	52,5	69	87,8	110
8	52,5	70,6	91,0	121
9	52,5	71,9	92,8	140
10	52,5	72,7	94	150

În figura 6 sînt reprezentate poziţiile succesive ale frontierei *BE*, iar în figura 7 sînt redate rezultatele obţinute pe cale numerică în lucrarea [8].

Rezultatele obţinute prin modelare se apropie mai mult de aspectul suprafeţei de contact observate pe modele fizice.

Controlul preciziei deplasării frontierei *BE* s-a efectuat comparînd valorile cantităţilor de apă injectate prin galeria *AF* şi de ţiţei extras în acelaşi interval de timp.

Metoda propusă permite a se lărgi clasa problemelor care se pot modela cu ajutorul electrointegratoarelor de tip reţea.

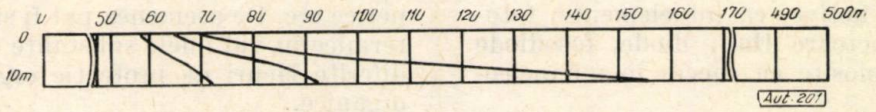


Fig. 6

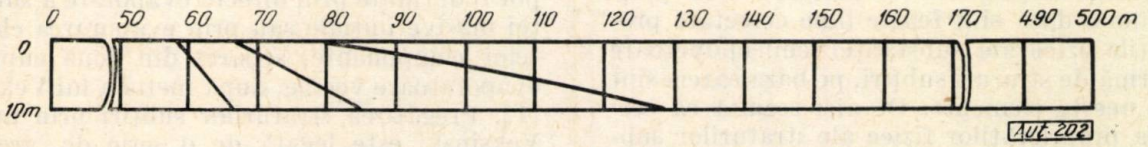


Fig. 7

BIBLIOGRAFIE

[1] Scheidegger, A. E. *The physic flow through porous media.* Toronto, 1960.

[2] Lincoln, F. E. *Forteston field — An unusual problem of bottom water coning and volumetric water invasion.* In: Journal of petroleum technology, iunie 1959.

[3] McCarty, G. G. şi Barfield, E. C. *The use of high-speed computers for productivity fload-out patterns.* In: Transactions AIEE, vol. **213**, 1958.

[4] Polubarinova — Kocina, L. I. şi Skurici, A. R. *K voprosu o peremeşcenii kontura neftenosti.* In: Izvestia Akad. Nauk S.S.S.R., O.T.N., nr. 1, 1955.

[5] Tetelbaum, I. M. şi Petrescu, A. *O nouă metodă de modelare cu ajutorul reţelelor electrice a problemelor cu condiţii la limită în domenii cu frontiera comună variabilă.* In :Automatica şi electronica, **9**, nr. 1, 1965.

[6] Petrescu, A. *Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condiţiile acţiunii forţei de gravitaţie.* În: Automatica şi electronica, **8**, nr. 3, 1964.

[7] Petrescu, A. *Electriceskoe modelirovavie kraevih zadaci podzemnoi ghidrauliki s ucetom sili tiajesti* Kandidatskaia dissertaţia. Moscova, 1963.

[8] Piskunov, N. C. şi Tesliuc, E. U. *Otcet po teme,* nr. 33, 1958, VNII, Moscova.

Fiz. I. SPÎNULESCU — CARNARU

Straturi subţiri semiconductoare

Dezvoltarea tehnicii noi impune o serie întreagă de cerinţe speciale schemelor şi aparaturii electronice. În automatică şi cibernetică, în aviaţie şi tehnica rachetelor, cum şi în alte multe ramuri ale ştiinţei şi tehnicii sînt necesare elemente şi aparate electronice de greutate şi dimensiuni cît mai mici, capabile să reziste la lovituri, vibraţii şi acceleraţii şi, în acelaşi timp, să aibă un coeficient economic ridicat, să se preteze uşor producţiei de masă automatizate. Aceste cerinţe noi au dus la apariţia unei noi direcţii în tehnica electronică, microelectronica, care în prezent se dezvoltă vertiginos pe mai multe ramuri.

Folosirea elementelor semiconductoare a permis micşorarea de zeci de ori a dimensiunilor aparaturii electronice şi reducerea considerabilă a energiei electrice de alimentare. În acelaşi timp a crescut foarte mult siguranţa în funcţionare a aparaturii electronice, a crescut randamentul schemelor şi aparatelor realizate pe bază de semiconductoare, au apărut scheme noi specifice lucrului cu diode, triode şi alte elemente semiconductoare. Reducerea mai departe a dimensiunilor aparaturii electronice a fost împiedicată de celelalte elemente masive ale montajului: rezistenţe, condensatoare, conductoare de legătură etc.

Etapa miniaturizării aparaturii electronice începe o dată cu întrebuinţarea schemelor imprimate care exclud aproape complet sîrmele de

legătură dintre elementele montajului. Începe fabricarea rezistenţelor şi capacităţilor miniatură, sînt reduse simţitor gabaritele surselor de alimentare. Aproape în acelaşi timp apar microsistemele sau micromodulii şi elementele electronice realizate pe bază de straturi subţiri metalice şi semiconductoare. Astfel apare microelectronica, etapă nouă în dezvoltarea tehnicii electronice.

În ultimul timp se acordă o mare atenţie cercetării compuşilor semiconductori binari, ternari sau de structură mai complexă, care sub formă de straturi subţiri au început să găsească o largă întrebuinţare în ştiinţă şi tehnică. Aşa de exemplu, pe baza straturilor subţiri de CdS, CdTe, InSb etc., au şi fost create diferite elemente pasive şi active, ca fotoelemente, fotorezistenţe, traductoare Hall, diode, fotodiode etc., care sînt folosite cu succes în microelectronică.

Elaborarea elementelor electronice pe baza straturilor subţiri semiconductoare este posibilă numai dacă sînt foarte bine cercetate proprietăţile fizice ale substanţei semiconductoare sub formă de straturi subţiri, pe baza căreia sînt create aceste elemente. De aici rezultă că cercetarea proprietăţilor fizice ale straturilor subţiri semiconductoare capătă o deosebită importanţă teoretică şi practică.

Metodele de obţinere a straturilor subţiri

Există trei procedee generale de pregătire a straturilor subţiri: chimic, mecanic şi prin condensare din fază gazoasă. Ultima metodă

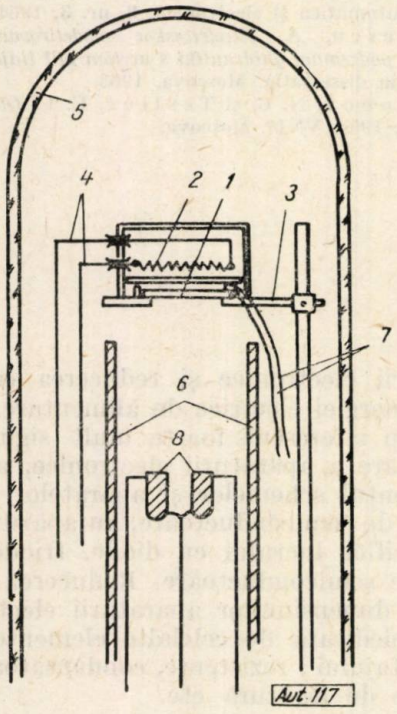


Fig. 1. Cameră de evaporare:

1 – suport; *2* – cuptoraşul suportului; *3* – susţinătorul suportului; *4* – conductoare de wolfram pentru alimentarea cuptoraşului; *5* – clopot de sticlă; *6* – tub de cuarţ; *7* – termocuplu; *8* – cuptoraşe evaporatoare.

permite obţinerea straturilor subţiri pe două căi: prin metoda depunerii catodice şi prin metoda evaporării termice a substanţelor iniţiale în vid. Nu se va da aici descrierea procedeelor chimic şi mecanic de pregătire a straturilor subţiri. În tehnica semiconductoarelor, pentru obţinerea straturilor subţiri, se întrebuinţează atît procedeul depunerii catodice, cît şi evaporarea termică în vid. În ultimul timp însă, datorită simplităţii lui şi altor avantaje, procedeul evaporării termice în vid se aplică din ce în ce mai mult.

În principiu, evaporarea termică în vid poate fi aplicată pentru toate substanţele solide. Această metodă permite obţinerea straturilor subţiri metalice, semiconductoare, dielectrice, feromagnetice etc. De asemenea pot fi supuse evaporării termice în vid unele substanţe organice, cum şi diferite lacuri de protecţie organice sau semiorganice.

În cazul compuşilor binari, straturile subţiri pot fi obţinute prin directa evaporare a substanţei masive iniţiale sau prin evaporarea elementelor componente, separat din două cuptoraşe evaporatoare vecine, după metoda lui Vekşinski [1]. Pregătirea straturilor subţiri prin metoda Vekşinski este legată de o serie de greutăţi, întrucît elementele separate ale combinaţiei chimice date se evaporă în mod diferit, iar compoziţia stratului subţire obţinut poate diferi — uneori foarte mult — de compoziţia stoichiometrică a compusului. În tehnica semiconductoarelor, cum şi în cercetările metalografice, de foarte multe ori acest dezavantaj are un rol pozitiv: această metodă (Vekşinski) permite obţinerea straturilor subţiri cu compoziţie variabilă sau care conţin diferite cantităţi controlabile de impurităţi introduse anume în strat în momentul evaporării. Straturi subţiri, avînd o compoziţie variabilă, pot fi obţinute de asemenea prin evaporarea directă dintr-un singur cuptor a substanţei iniţiale. În acest caz, devierea compoziţiei stratului de la cea stoichiometrică este controlată cu ajutorul temperaturii cuptoraşului evaporator, al temperaturii de încălzire prealabile a suportului în momentul depunerii pe el a stratului subţire, al distanţei de la evaporator la suport etc. Impurităţile necesare sînt introduse în stratul semiconductor prin evaporarea lor din cuptoraşe separate, în acelaşi timp cu evaporarea substanţei semiconductoare de bază.

Depunerea în vid a straturilor subţiri se face cu ajutorul unor instalaţii speciale de vid. Schema simplificată a unei camere de evaporare este prezentată în figura 1 [2]. Din figură se vede că această cameră este prevăzută cu două cuptoraşe de evaporare, ceea ce permite pregătirea straturilor subţiri atît prin evaporarea directă a substanţei iniţiale (dintr-un singur evaporator), cît şi după metoda Vekşinski (din elementele componente). În cazul

evaporării elementelor simple ca Ge, Si, Te etc. se întrebuinţează numai un evaporator. Din celălalt se pot evapora diferite alte materiale care au rolul de impurităţi. Evident că numărul cuptoraşelor evaporatoare poate fi mărit; de asemenea ele pot fi separate între ele prin ecrane speciale etc. De obicei, temperatura cuptoraşelor este controlată cu ajutorul termocuplelor (în figură termocuplele nu sînt reprezentate). Suportul pe care se va condensa stratul subţire poate fi încălzit pînă la diferite temperaturi, cu ajutorul unui cuptor special 2. Există camere de evaporare construite din cuarţ, care au asigurată încălzirea suportului cu ajutorul unui cuptor exterior (fig. 2, 6) [2]. De asemenea, încălzirea cuptoarelor evaporatoare poate fi făcută, din exterior, termic sau prin curenţi de înaltă frecvenţă. Astfel sînt excluse aproape complet detaliile metalice din interiorul camerei de evaporare, care produc de obicei multe gaze în timpul evaporării sau pot impurifica în mod nedorit stratul subţire obţinut.

Vidul în instalaţia de pregătire a straturilor subţiri trebuie să fie suficient de înaintat, astfel ca atomii (moleculele) substanţei evaporate să nu sufere ciocniri cu moleculele gazelor reziduale atunci cînd se îndreaptă spre suportul condensator. Conform teoriei cinetice a gazelor, drumul liber al unei molecule cu diametrul σ este invers proporţional cu presiunea gazului:

$$l = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi n \sigma^2} \cdot \frac{m\bar{v}^2}{3\sqrt{2} \cdot \pi \cdot p \cdot \sigma}, \qquad (1)$$

unde n este numărul moleculelor, $\bar{v}^2$ — viteza medie pătratică a lor, p — presiunea. Dacă se consideră că molecula de aer are un diametru aproximativ de $\sigma = 3 \cdot 10^{-8}$ cm şi $n = 2{,}7 \cdot 10^{19}$ la temperatura de 0°C şi la presiunea de 760 mm (numărul lui Loschmidt), atunci l capătă valoarea de $7{,}2 \cdot 10^{-6}$ cm. În tabela 1 sînt date valorile medii ale drumului liber al moleculelor de aer pentru diferite presiuni în instalaţia de vid [3].

Tabela 1

Drumul liber mijlociu al moleculelor de aer

p, mm col. Hg	760	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
l, cm	$7{,}2 \cdot 10^{-6}$	0,0547	0,547	5,47	54,7	547	5470

Din tabelă rezultă că, pentru pregătirea straturilor subţiri prin evaporarea substanţelor în vid, este necesar un vid de $10^{-3} \div 10^{-4}$ mm col. Hg, cînd moleculele (atomii) substanţei evaporate se propagă rectiliniu sub formă de raze moleculare (atomice) analoge razelor de lumină. În acest caz, fasciculul molecular (atomic) de particule este supus legilor lui Lambert:

1) intensitatea de emisie sub un unghi ψ faţă de normala la planul de emisie este direct proporţională cu $\cos \psi$;

2) radiaţia, în cazul nostru cantitatea de atomi ai substanţei evaporate, care timp de o

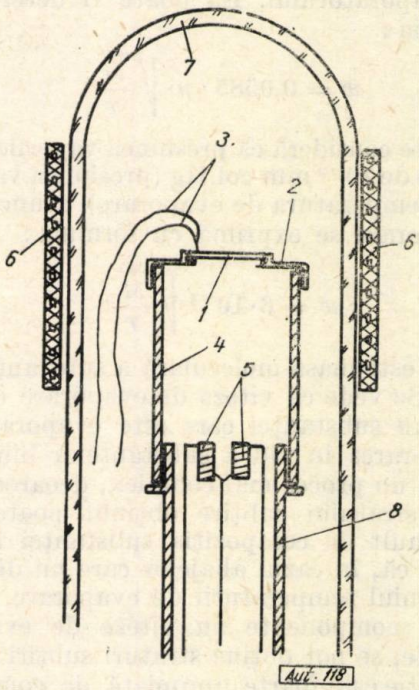


Fig. 2. Cameră de evaporare cu cuptor exterior:
1 — suport; *2* — caseta suportului; *3* — termocuplu; *4* — tub de cuarţ; *5* — cuptoraşe evaporatoare; *6* — cuptor exterior pentru încălzirea suportului; *7* — clopot din cuarţ; *8* — suport din tub de cuarţ.

secundă cade pe unitatea de suprafaţă, în cazul izvorului (evaporatorului) punctual, este invers proporţională cu pătratul distanţei de la izvor la suprafaţa iradiată (în cazul nostru distanţa de la evaporator pînă la suportul condensator).

Aplicate la mişcarea fasciculelor moleculare (atomice), legile lui Lambert poartă numele de legile lui Knudsen. Ele se aplică în cazul evaporării substanţelor în vid, cînd vidul în instalaţie atinge valoarea $10^{-3} \div 10^{-4}$ mm col. Hg şi mişcarea atomilor (moleculelor) substanţei evaporate poate fi socotită rectilinie, sub formă de fascicule atomice (moleculare). În tehnica semiconductoarelor însă, vidul de $10^{-3} \div 10^{-4}$ mm col. Hg nu e socotit întotdeauna ca optimal. Într-adevăr, la presiunea de $10^{-3} \div 5 \cdot 10^{-4}$ mm col. Hg, în instalaţia de vid se află o cantitate suficientă de oxigen (din aer), care poate avea o acţiune puternică asupra stratului semiconductor în momentul formării sale. Avînd în vedere şi alte considerente de ordin practic, se impune ca, în timpul evaporării, vidul să fie cel puţin mai bun decît $5 \cdot 10^{-4}$ mm col. Hg.

Prin încălzire în vid, la început substanţa de evaporat se topeşte, apoi se transformă în vapori*. Temperatura pentru care presiunea vapo-

* Unele materiale (Zn, Cd) prin încălzire trec direct în stare de vapori.

rilor atinge 10^{-2} mm col. Hg s-a convenit să fie numită temperatură de evaporare a substanţei date [3]. Viteza de evaporare este definită ca fiind cantitatea de material evaporată într-o secundă de pe un centimetru pătrat al suprafeţei evaporatorului. Ea poate fi determinată cu relaţia:

$$w = 0{,}0585 \cdot p \cdot \sqrt{\frac{M}{T}}. \qquad (2)$$

Dacă se consideră că presiunea vaporilor saturaţi este de 10^{-2} mm col.Hg (presiunea vaporilor pentru temperatura de evaporare), atunci viteza de evaporare se exprimă cu formula:

$$w = 6 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{M}{T}}, \qquad (2a)$$

unde M este masa moleculară a substanţei evaporate. Se vede că viteza de evaporare depinde de natura substanţei care este evaporată.

Evaporarea în vid a substanţelor binare reprezintă un proces mai complex, deoarece compoziţia stratului subţire obţinut poate diferi foarte mult de compoziţia substanţei iniţiale. Evident că, în cazul aliajelor care nu disociază în domeniul temperaturii de evaporare, iar elementele componente au viteze de evaporare apropiate, se pot obţine straturi subţiri a căror compoziţie este foarte apropiată de compoziţia substanţei iniţiale. În acest caz, temperatura suportului condensator nu are un rol esenţial în ceea ce priveşte compoziţia stratului. Această temperatură însă trebuie să fie suficient de ridicată, astfel încît suprafaţa fierbinte a suportului să reflecte înapoi impurităţile nedorite care ar putea intra în strat [2]. În cazul aliajelor constituite din elemente care au viteze de evaporare diferite, pentru obţinerea peliculelor (straturilor subţiri) de compoziţie stoichiometrică se recomandă evaporarea componentelor separate din diferite evaporatoare (metoda Vekşinski) sau evaporarea compusului iniţial la temperaturi ridicate ale evaporatorului şi suportului (metoda celor trei temperaturi). În acest caz, temperatura suportului are un rol hotărîtor pentru dirijarea compoziţiei stratului subţire. Presupunem că din cuptoraşe separate (Vekşinski) se evaporă componentele A şi B, care formează pe suprafaţa încălzită a suportului compusul binar AB. Mai presupunem că una dintre componente, de exemplu A, este mult mai volatilă decît componenta B şi, în plus, că, pentru temperatura de încălzire prealabilă a suportului egală cu T_A, componenta A este reflectată complet de către suprafaţa fierbinte a suportului (evaporare secundară a componentei A de pe suportul foarte fierbinte). Componenta B este reflectată înapoi de către suport atunci cînd temperatura lui atinge valoarea T_B. Evident că $T_A < T_B$. Dacă temperatura suportului T_S este mult mai mică decît T_A, pe suport se vor condensa atît compusul AB, cît şi o oarecare cantitate din elementele componente A şi B care nu au reacţionat între ele. Dacă $T_S \geqslant T_A$, pe suprafaţa fierbinte a suportului se vor condensa $AB + B$. Pentru $T_S \geqslant T_B$ va avea loc reflectarea înapoi de pe suport nu numai a componentei A, dar şi a componentei B; pe suport se va depune numai compusul AB. Deci pentru $T_S > T_B > T_A$ pot fi obţinute pelicule (straturi subţiri) care au compoziţia apropiată de cea stoichiometrică. Knudsen a denumit temperaturile T_A şi T_B temperaturi critice [4]. Dacă temperatura suportului este superioară temperaturilor critice, atunci atomii componentelor substanţei care este evaporată vor fi reflectaţi în întregime de către suprafaţa fierbinte a condensatorului.

Knudsen şi Wood [5] au considerat că temperatura critică depinde numai de natura vaporilor substanţei evaporate. Cercetările ulterioare însă au arătat că temperatura critică pentru fiecare substanţă depinde în mod esenţial şi de natura suportului, de gradul de curăţenie a suprafeţei pe care se va depune pelicula, de intensitatea (densitatea) fasciculului atomic (molecular) care cade pe suport etc. [6]. Temperatura critică creşte atunci cînd creşte densitatea fasciculului incident, adică atunci cînd se măreşte viteza de evaporare a substanţei.

Calitatea şi stabilitatea mecanică (duritatea) peliculelor obţinute depind atît de natura suportului, de gradul lui de curăţenie, cît şi de prelucrarea termică în vid a peliculei imediat după condensarea ei. Pentru unele metale şi aliaje, spre deosebire de suporţii de sticlă, temperatura critică creşte dacă se întrebuinţează suporţi de cuarţ pentru una şi aceeaşi intensitate a fasciculului incident [2]. După datele lucrării [3] se dau unele temperaturi critice pentru diferite metale (tabela 2).

Tabela 2

Temperaturile critice şi temperaturile de fierbere ale cîtorva substanţe

Substanţa	Temperatura critică a condensatorului, °C	Temperatura de fierbere pentru 760 mm col. Hg, °C
Mercur	−130÷ − 140	357
Zinc	−183÷ − 78	910
Cadmiu	−183÷ − 78	767
Magneziu	−183÷ − 78	1100
Cupru	350÷ 575	2650
Argint	peste 575	2180

Multe experienţe au arătat că atomii cîtorva metale (cadmiu, magneziu, zinc) sînt reflectaţi înapoi de către suprafeţele reci (mai reci decît −78°C) ale suporţilor-condensatoare (tabela 2).

* Raţionamentul e perfect valabil şi în cazul evaporării dintr-un singur cuptor a substanţelor binare AB care fracţionează în domeniul temperaturilor de evaporare, dînd naştere componentelor A şi B.

Este suficientă însă o uşoară murdărire a suprafeţei suportului de sticlă cu un oarecare metal sau metaloid, de exemplu Cu, Te, Se, pentru ca să înceapă condensarea puternică a metalelor amintite (Cd, Mg, Zn) chiar pentru temperaturi ridicate (mai mari decît temperatura camerei) ale suportului-condensator [2]. Acest exemplu arată cît de mare importanţă are gradul de curăţenie a suprafeţei de condensare. De obicei, peliculele foarte subţiri de acizi graşi care se află pe suprafaţa suportului condensator sînt îndepărtate cu ajutorul acizilor azotic sau clorhidric concentraţi, după care suprafaţa condensatorului este spălată cu apă distilată şi spirt rectificat. Pentru înlăturarea gazelor adsorbite, suporţii spălaţi sînt degazaţi prin tratare termică în vid la temperaturi ridicate. Experienţele au arătat că în acest caz se obţin pelicule cu rezistenţă mecanică mare, bine legate de suport şi cu o structură cristalină foarte bună (dacă celelalte condiţii necesare sînt riguros respectate în cazul cînd substanţa evaporată are structură cristalină).

Structura şi proprietăţile fizice ale straturilor subţiri

Procesul de creştere a straturilor subţiri, cum şi diferite proprietăţi fizico-chimice şi structurale ale peliculelor obţinute, au fost studiate de foarte mulţi cercetători [1], [3], [7]—[22]. În multe lucrări s-a încercat explicarea deosebirilor care existau între proprietăţile straturilor subţiri şi proprietăţile substanţei sub formă masivă, din care erau obţinute peliculele respective [8]—[12], [16], [17]. În lucrările amintite însă puteau fi întîlnite multe contradicţii între datele experimentale ale diferiţilor autori, cum şi între diferitele teorii construite pe baza acestor date experimentale. Majoritatea cercetătorilor au explicat deosebirile dintre proprietăţile straturilor subţiri şi proprietăţile substanţei masive (din care erau obţinute straturile) prin deosebirile dintre structura straturilor subţiri şi structura materialului masiv iniţial. Deosebirile de structură însă n-au fost pe deplin elucidate şi nici cît de cît sistematic studiate. Multele contradicţii care se întîlnesc între proprietăţile straturilor subţiri şi proprietăţile substanţei sub formă masivă sînt justificate prin aşa-numitele anomalii care ar fi caracteristice numai straturilor subţiri. De aici a rezultat o oarecare neîncredere în straturile subţiri, iar posibilităţile de aplicare practică a lor în diferite ramuri ale ştiinţei şi tehnicii au fost privite cu un oarecare scepticism.

Deosebirile şi contradicţiile care există între proprietăţile fizice ale straturilor subţiri obţinute de diferiţi cercetători pot fi justificate şi explicate prin deosebirile dintre metodele şi condiţiile experimentale de pregătire a straturilor subţiri din unul şi acelaşi material masiv iniţial. Unii cercetători au studiat numai structura cristalină sau unele dintre proprietăţile straturilor subţiri obţinute. Alţii au studiat alte proprietăţi fizice ale peliculelor subţiri obţinute din aceeaşi substanţă, dar prin metode şi condiţii experimentale diferite. Ca atare, nu se putea face vreo comparaţie sau vreo suprapunere a datelor experimentale obţinute în procesul de cercetare a diferitelor proprietăţi ale straturilor subţiri pregătite în condiţii diferite. De aici rezultă ipoteza plauzibilă că anomaliile proprietăţilor straturilor subţiri nu sînt în general (pot fi şî excepţii, mai ales în cazul metalelor) caracteristice peliculelor subţiri, ci mai de grabă apar ca rezultat al unor cercetări parţiale şi nesistematice în care nu s-a ţinut aproape de loc seamă de influenţa considerabilă a condiţiilor de pregătire a straturilor subţiri asupra structurii şi proprietăţilor lor fizice. Trebuie însă recunoscut şi faptul că structura cristalină, compoziţia (în cazul substanţelor compuse) şi proprietăţile fizico-chimice ale straturilor subţiri depind mai mult sau mai puţin de un număr impresionabil de factori tehnologici; luarea în considerare a tuturor acestor factori — care de cele mai multe ori se află într-o strînsă interdependenţă — pare la prima vedere aproape imposibilă; posibilităţile tehnice moderne însă sînt pe cale să elimine aproape complet aceste greutăţi experimentale, deschizînd un drum larg cercetării sistematice şi aplicaţiilor practice ale straturilor subţiri.

Cîteva mărimi fizice, de exemplu cele legate de fenomenele de transport al purtătorilor de sarcini în interiorul corpului solid, comportă diferite particularităţi specifice într-adevăr numai straturilor subţiri. De exemplu, se ştie că, atît pentru semiconductoare, cît şi pentru metale, rezistenţa specifică a straturilor lor subţiri creşte puternic o dată cu scăderea grosimii stratului. O asemenea dependenţă este explicată de către Thomson [24], prin micşorarea drumului liber al purtătorilor de sarcini ca rezultat al ciocnirii lor de cele două suprafeţe ale stratului subţire. Datele experimentale însă nu satisfac destul de mulţumitor formula introdusă de Thomson pentru dependenţa $\rho = f(d)$, mai ales în domeniul grosimilor foarte mici ale straturilor. De asemenea, formulele introduse de alţi cercetători [25], [26] n-au concordat complet cu rezultatele experimentale. Într-o mare măsură neconcordanţa poate fi explicată prin aceea că, atunci cînd au fost propuse aceste formule, nu s-au putut lua complet în considerare o serie de factori tehnologici care exercitau o influenţă puternică asupra proprietăţilor fizice ale straturilor subţiri. Majoritatea cercetărilor experimentale şi teoretice au arătat că asupra structurii şi proprietăţilor fizice ale straturilor subţiri influenţează puternic atît temperatura suportului-condensator, cît şi temperatura la care are loc evaporarea; influenţe mari pot avea

de asemenea alţi factori, ca : natura suportului, gradul de curăţenie a suprafeţei pe care va avea loc depunerea, presiunea la care are loc evaporarea, mediul în care are loc condensarea, viteza şi direcţia fasciculelor atomice (moleculare) etc.

Structura şi proprietăţile fizice ale straturilor subţiri metalice şi semiconductoare au fost studiate într-un număr mare de lucrări [3], [9]—[11], [13]—[16]. În foarte multe lucrări, procesul de formare a straturilor subţiri este explicat din punctul de vedere al teoriei adsorbţiei, elaborată de Frenkel [7] şi dezvoltată ulterior de Şalnikov [8], Vekşinski [1] şi alţii.

Teoria lui Frenkel asupra procesului de formare a straturilor subţiri are la bază următoarele ipoteze [3], [7]:

1) atomii substanţei evaporate, lovindu-se de suprafaţa suportului-condensator, se menţin pe această suprafaţă un mic interval de timp, mişcîndu-se încontinuu pe suport în mod analog unui gaz în două dimensiuni (aşa-numita migraţie a atomilor), apoi din nou pot să se evapore de pe suprafaţa suportului;

2) în mişcarea lor pe suprafaţa suportului, atomii adsorbiţi se întîlnesc cu alţi atomi şi formează dubleţi (centre de mare stabilitate formate din doi atomi adsorbiţi); aceşti dubleţi au rolul de centre de condensare;

3) cînd fasciculul atomic (molecular) incident are o mare densitate, el reţine şi întoarce înapoi pe suport particulele care s-au evaporat de pe suprafaţa fierbinte a acestuia şi, împreună cu ele, formează pe suprafaţa suportului nuclee de condensare, reţinînd puternic toţi atomii care vin mai tîrziu pe suport. De aceea, prin mărirea densităţii fasciculului atomic (molecular) incident, se măreşte şi temperatura critică a suportului pentru substanţa care se evaporă.

Pe baza datelor experimentale, Şalnikov (1938) a formulat următoarele ipoteze asupra procesului de formare a straturilor subţiri: la început atomii (moleculele) substanţei evaporate, care au căzut împrăştiindu-se pe suprafaţa suportului, sînt separaţi între ei, deci rezistenţa electrică a stratului care ia naştere are o valoare aproape infinit de mare. În acest moment încă nu s-au format cristalele elementare din care este constituit stratul subţire şi, conform teoriei lui Frenkel, atomii condensaţi pot fi consideraţi ca un gaz metalic adsorbit de suprafaţa suportului. Datorită migraţiei atomilor pe suprafaţa condensatorului (Frenkel) are loc gruparea atomilor în centre de condensare, care în decursul timpului se măresc şi se transformă în grăunţe. Aceste grăunţe se măresc şi între ele se formează contacte-punţi, atunci cînd grosimea peliculei atinge de exemplu $\sim 8 \cdot 10^{-7}$ cm. În acest moment se observă brusca micşorare a rezistenţei specifice a stratului şi are loc transformarea fazei amorfe în fază cristalină [9]. În general, aceste consideraţii nu se deosebesc principial de cele făcute de Frenkel.

Structura şi alte proprietăţi fizice ale straturilor subţiri depind, de asemenea, şi de temperatura de topire a substanţei care este evaporată [10], de grosimea stratului, de viteza de evaporare etc. Cercetările experimentale au arătat că, în ceea ce priveşte dependenţa structurii straturilor subţiri de temperatura de topire, substanţele pot fi împărţite în trei grupe [10]:

1) elemente care au temperatura de topire mai mare decît 1900°C, de exemplu W, Ir, Rh, Ta etc.; după cum au arătat cercetările electronografice, peliculele subţiri obţinute sînt formate din cristale fără orientare preferenţială, iar grăunţele cristaline sînt foarte mici (mai mici decît 15 Å); în această grupă sub formă de excepţii sînt repartizate siliciul şi germaniul;

2) elemente cu temperatura de topire cuprinsă între 600 şi 1900°C, de exemplu Au, Cu, Fe, Be etc.; de asemenea sub formă de excepţie aici sînt repartizate Pb şi Sn; cristalele straturilor subţiri obţinute din aceste elemente nu au orientaţie preferenţială, însă grăunţele cristaline sînt mult mai mari decît în cazul primei grupe;

3) elementele cu temperatura de topire mai mică decît 650°C sînt repartizate în a treia grupă. Asemenea elemente sînt Sb, In, Zn, Te, Cd etc.; cercetările electronografice arată că, în acest caz, straturile subţiri sînt constituite din microcristale mari, orientate în raport cu suprafaţa suportului de condensare.

Pentru diferite grupe de elemente, influenţa vitezei de evaporare asupra structurii straturilor subţiri este diferită, ca urmare a gradului diferit de mobilitate a atomilor pe suprafaţa suportului în timpul evaporării. S-a stabilit că, pentru substanţe cu temperaturi de topire joase (grupa a III-a), timpul de mobilitate a atomilor pe suprafaţa suportului e cu mult mai mare (migrează mai mult timp) decît cel pentru substanţe care au temperaturi de topire ridicate. Astfel, de exemplu, se explică de ce straturile subţiri de zinc şi cadmiu (grupa a III-a) nu pot să se formeze în cazul vitezelor mici de evaporare, în timp ce pentru viteze mari de evaporare ele se formează foarte uşor. Probabilitatea particulelor de a se evapora înapoi de pe suportul fierbinte este mai mare în cazul elementelor care au timp mai mare de migraţie a atomilor pe suport, de aceea temperatura critică pentru asemenea metale ca Zn, Cd, Mg este foarte joasă. Temperatura critică se măreşte o dată cu mărirea densităţii fasciculului atomic (molecular), adică o dată cu mărirea vitezei de evaporare.

Aplicaţiile straturilor subţiri în microradioelectronică

Proprietăţile materialelor sub forma straturilor subţiri au interesat de foarte multă vreme (cu cel puţin 100 de ani în urmă) pe mulţi cerce-

tători. La început pe fizicieni i-au interesat proprietăţile optice ale straturilor subţiri, apoi prin 1860 s-a început studierea proprietăţilor lor electrice, magnetice etc. [27].

Cercetarea proprietăţilor fizice ale straturilor subţiri a căpătat un mare avînt o dată cu perfecţionarea metodelor de pregătire a peliculelor subţiri. Obţinerea straturilor semiconductoare subţiri pe calea evaporării în vid oferă posibilităţi foarte largi şi elastice de modificare a condiţiilor de pregătire a probelor experimentale. În acest caz, straturile subţiri pot fi pregătite pe suporţi din diferite materiale în prealabil încălziţi pînă la diferite temperaturi; de asemenea, evaporarea se poate face pentru diferite temperaturi ale cuptorului evaporator şi pentru diferite distanţe dintre suportul stratului şi cuptorul de evaporare. În afară de aceasta, depunerea straturilor subţiri poate avea loc în diferite medii (vid, argon) şi pentru diferite presiuni ale atmosferei din interiorul instalaţiei. În acest fel, în cazul obţinerii straturilor subţiri prin metoda evaporării în vid, există posibilităţi largi pentru varierea compoziţiei stoichiometrice a probelor, prin schimbarea condiţiilor de obţinere a lor. Trebuie remarcat şi faptul că, spre deosebire de tehnologia de obţinere a monocristalelor semiconductoare, tehnologia pregătirii straturilor subţiri pe calea evaporării în vid a substanţei iniţiale este foarte simplă. Studiind proprietăţile fizice ale acestor straturi se poate demonstra că, în general (sînt posibile şi unele excepţii), natura fenomenelor fizice caracteristice substanţei sub formă de straturi subţiri este aceeaşi ca şi pentru monocristale. În legătură cu acestea, în cercetările ulterioare pot fi întrebuinţate toate avantajele straturilor subţiri amintite mai sus, mai ales pentru cercetările optice. Într-adevăr, straturile subţiri pregătite prin evaporarea în vid a substanţei iniţiale pot avea cele mai diverse grosimi care pot fi cît se poate de mici, permiţînd cercetarea proprietăţilor lor optice într-un foarte larg domeniu al spectrului.

Straturile subţiri sînt folosite nu numai în ştiinţă ca obiect de cercetare, dar găsesc din ce

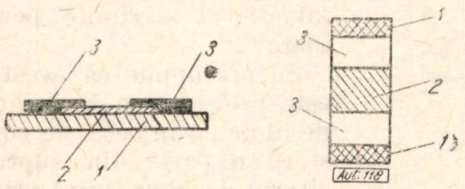


Fig. 3. Fotorezistenţă realizată pe baza straturilor subţiri de CdS:

1 – suport; *2* – strat subţire semiconductor (CdS); *3* – contacte (Au, Cu).

în ce mai mult şi un larg cîmp de aplicaţie în diferite ramuri ale tehnicii. Straturile subţiri metalice sînt folosite de foarte mult timp în industrie, optică, tehnica frecvenţelor foarte înalte etc. Straturile subţiri feromagnetice sînt aplicate cu succes în tehnica maşinilor de calcul (memorie magnetică), în automatică etc., iar straturile subţiri semiconductoare sînt folosite pe scară largă în microelectronică, automatică, fizică nucleară etc.

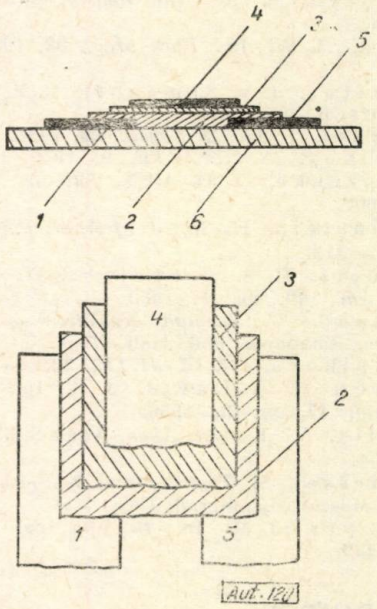


Fig. 4. Triodă realizată pe baza straturilor subţiri de CdS:

1 – electrod *S*; *2* – strat subţire semiconductor (Cds, CdSe, Si); *3* – strat subţire dielectric (SiO, CaF_2); *4* – electrod de comandă; *5* – electrodul *D*; *6* – suport din sticlă sau ceramică.

Microelectronica straturilor semiconductoare subţiri cunoaşte în prezent o vertiginoasă dezvoltare. Pe baza diferitelor straturi subţiri semiconductoare au fost elaborate întîi elemente pasive ale schemelor electronice, ca traductoare Hall, fotorezistenţe, fotoelemente etc. În figura 3 este reprezentată schema unei fotorezistenţe realizate pe baza straturilor subţiri de CdS. În ultimii 2–3 ani au fost realizate în multe ţări diode în două dimensiuni pe bază de straturi semiconductoare subţiri [28] şi chiar triode de diferite construcţii. În figura 4 se dă schema unei triode realizate pe baza straturilor subţiri de CdS [29], [30], [31]. Diodele şi triodele realizate pe baza straturilor subţiri semiconductoare au indici economici ridicaţi şi pot lucra la frecvenţe foarte înalte. Schemele electronice în două dimensiuni (circuite bidimensionale) permit realizarea de micromoduli formaţi din plăcuţe imprimate, pe care au fost depuse prin evaporare în vid un număr mare de elemente active şi pasive semiconductoare şi care constituie părţi separate ale unei scheme complete. Ca atare schemele şi aparatele realizate pe baza unor asemenea micromoduli au greutăţi şi dimensiuni de foarte multe ori mai mici decît în cazul întrebuinţării micromodulelor cu tranzistoare şi diode obişnuite, iar siguranţa în funcţionare şi indicele economic al acestor aparate cresc în mod corespunzător.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vekşinski, S. A. *Novîi metod metallograficeskogo issledovania splavov.* Moscova, Gostehizdat, 1944.
[2] Spînulescu — Carnaru, I. *Dissertația.* Moscova, 1964.
[3] Sluțkaia, V. V. *Tonkie plenki v tehnike sverhvisokih ciastot.* Moscova, Gosenergoizdat, 1962.
[4] Knudsen, M. In: *Ann. Physik*, **50**, 1916, p. 472—488.
[5] Wood, R. W. In: *Phil. Mag.*, **32**, 1916, p. 364—371.
[6] Chariton, J. și Semenoff, N. Z. In: *Physik*, 25, 1924, p. 287—291.
[7] Frenkel, I. In: *Z. Physik*, **26**, 1924, p. 117—138.
[8] Șalnikov, A. N. *JETF*, 9, 1939, p. 255.
[9] Konozenko, I. D. UFN, **52**, nr. 4, 1954, p. 561—602.
[10] Levinștein, H. In: *J. of Appl. Phys.*, **20**, 1949, p. 306—313.
[11] Sennett, R. S. și Scott, C. D. In: *J. Opt. Soc. Am.*, **40**, nr. 4, 1950.
[12] Holland, L. *Vacuum deposition of thin films.* Londra, Chapman and Hall, 1956.
[13] Melinikova, N. G. *JETF*, **22**, nr. 6, 1952.
[14] Perrot, M. și David, J. P. In: *J. Phys.* et *Radium*, **17**, nr. 3, 1956.
[15] Bublik, A. J. *Dokl. Akad. Nauk* S.S.S.R., **95**, nr. 3, 1954.
[16] Metfessel, S. *Tonkie plenki ih izgotovlenie i izmerenie.* Moscova-Leningrad, 1963.
[17] Dunoyer, J. M. In: *Le Vide*, nr. 72, 1957, p. 432—439.
[18] Ranc, M. G. In: *Le Vide*, nr. 40—41, 1952, p. 1211—1219.
[19] Ginzburg, N. I. și Poliakov, A. M. *JETF*, **28**, nr. 5, 1958.
[20] Kaganov, M. I. și Azbel, M. I. *JETF*, **27**, nr. 6, 1954.
[21] Sînorov, V. F. și Presnov, V. A. *PTE*, nr. 6, 1957.
[22] Wright, D. A. In: *Proc. Phys.* Soc., Sect. A, **63**, 2, nr. 362 A, 1950.
[23] Feldman, C. In: *Ann. Physique, V — VI*, 10, 1955, p. 435—478.
[24] Thomson, J. J. In: *Proc. Camb. Phil. Soc.*, 11. 1911, p. 120—122.
[25] Fuchs, K. In: *Proc. Camb. Phil. Soc.*, 34, 1938, p. 100—108.
[26] Crittenden, E. C. și Hoffman, R. W. In: *Rev. Mod. Phys.*, 25, 1953.
[27] xxx *Tonkie feromagnetnie plenki. Sbornik stati, perevod s nemețkogo.* Moscova, Izd. Mir, 1964.
[28] Rasmanis, E. *Thin film P-N junction silicon devices.* In: Semicond. Prod., **6**, nr. 7, 1963, p. 30—33.
[29] Weimer, P. K. *An evaporated thin-film triode.* Solid State Device Research Conference, Stanford University, California, iunie 1961.
[30] Weimer, P. K. *The TFT, a new thin-film-transistor.* In: Proceedings IRE, **50**, iun 1962.
[31] Borkan, H. și Weimer, P. K. *An analysis of the characteristics of insulated — gate thin — film transistors.* In: R.C.A. Rev., **24**, nr. 2, 1963, p. 153—165.

Ing. N. I. DAVÎDOV

Determinarea experimentală a caracteristicilor dinamice ale cazanelor cu tambur funcționînd în paralel

Caracteristicile dinamice ale cazanelor de abur sînt necesare pentru rezolvarea unor probleme legate de reglarea lor automată, ca:

— alegerea parametrilor optimi de acord ai regulatoarelor;

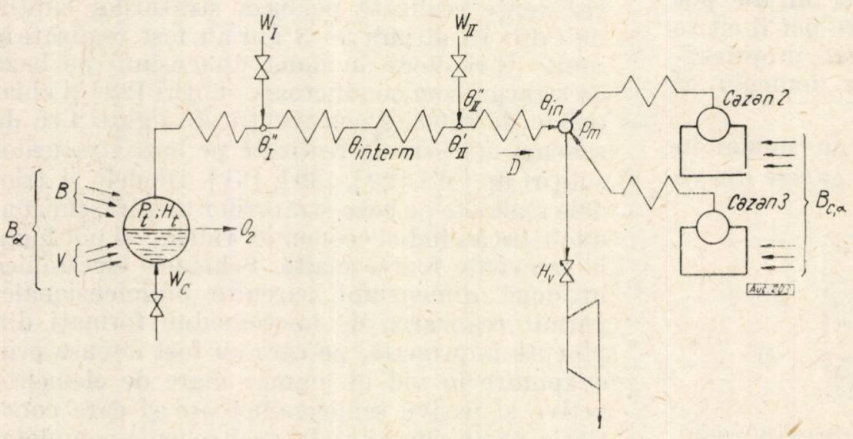


Fig. 1. Schema sistemului studiat.

— analiza proceselor tranzitorii într-un anumit sistem de reglare;

— comparația calitativă a funcționării diverselor variante de sisteme de reglare care realizează o anumită funcție etc.

Ca obiect de studiu servește un cazan de abur cu tambur, care funcționează în paralel cu unul sau mai multe cazane identice, debitînd abur pe o conductă magistrală comună. Neglijînd rezistența conductei magistrale, se va considera că toate cazanele exercită aceeași influență asupra presiunii din conductă.

În figura 1 se arată schematic un cazan de abur pe care sînt indicați parametrii de reglare principali, mărimile reglabile care influențează acești parametri și mărimile perturbatoare *.

Se presupune că acest cazan este prevăzut cu două răcitoare de abur cu injecție de condens, și că o parte din supraîncălzitorul de abur, între primul și al doilea injector, se compune din două suprafețe de încălzire.

Temperatura buraului de la ieșirea primei suprafețe (θ_{interm}) poate fi utilizată ca semnal de reglare.

* Reglarea depresiunii în camera focarului și conținutul de sare în apa de cazan nu se examinează.

În aceeaşi figură s-au adoptat următoarele notaţii :

p_m — presiunea aburului în conducta magistrală ;

p_t — presiunea aburului în tamburul cazanului examinat ;

D — debitul de abur din cazanul examinat ;

H_t — nivelul în tamburul său ;

O_2 — conţinutul de oxigen în gazele de ardere ;

θ'_I ; θ_{interm} ; θ'_{II} — temperatura aburului în sectorul supraîncălzitorului de abur, între prima şi a doua injecţie ;

θ''_{II} şi θ_{in} — temperatura aburului imediat după al doilea injector şi după cazan ;

H_v — poziţia supapei de reglare comună a tuturor consumatorilor de abur (avînd în vedere că s-a neglijat rezistenţa conductei magistrale, toţi consumatorii pot fi înlocuiţi printr-unul singur cu productivitate globală) ;

W_c — consumul de apă în cazanul cercetat ;

W_I şi W_{II} — debitele de apă de răcire pentru prima şi a doua injecţie ;

B şi V — debitele de combustibil şi, respectiv, de aer în cazanul cercetat ;

B_α — debitul de combustibil în cazanul cercetat, cu condiţia ca în orice moment de timp să-i corespundă un debit optim de aer (în procesul de variaţie a alimentării combustibilului, coeficientul de exces de aer îşi păstrează mărimea sa optimă) ;

$B_{c.\alpha}$ — debitul de combustibil în celelalte cazane care lucrează în paralel, de asemenea cu condiţia menţinerii concordanţei necesare între debitele de combustibil şi aer.

Se pot pune în evidenţă următoarele obiecte principale de reglare a cazanului cercetat :

— obiectul reglat pentru bucla de reglare a presiunii şi a debitului de abur (p_m ; p_t ; D) ;

— obiectul reglat pentru bucla de reglare a nivelului (H_t) ;

— obiectul reglat pentru bucla de reglare a conţinutului de oxigen în gazele arse (O_2) ;

— obiectul reglat pentru bucla de reglare a temperaturii aburului între prima şi a doua injecţie (θ''_I ; θ_{interm} ; $\theta_{I\hat{I}}$) ;

— obiectul reglat pentru bucla de reglare a temperaturii aburului după a doua injecţie (θ''_{II} ; θ_{in}).

În baza examinării schemelor structurale ale obiectelor de reglare enumerate se expun consideraţiile cu privire la metodica determinării experimentale a caracteristicilor lor dinamice.

Obiectul reglat pentru bucla de reglare a presiunii şi a debitului de abur

În figura 2 se arată varianta schemei structurale a obiectului reglat examinat, schemă care se poate folosi pentru rezolvarea problemei puse *. Prin cercuri mici sînt notate mărimile care interesează şi acţiunile exercitate asupra lor, iar dreptunghiurile exprimă legăturile dinamice dintre ele (peste tot se au în vedere legături între abateri de la mărimi stabilite iniţial).

Presupunînd că aceste cazane sînt echipate cu dispozitive pentru reglarea debitului de aer care menţin raportul corect dintre debitele de combustibil şi aer, ne vom limita la examinarea perturbării B_α (iar nu B şi V separat).

Fiecare sector al obiectului examinat, reprezentat printr-un dreptunghi, se notează printr-un raport al cărui numărător reprezintă funcţia de la ieşire, iar numitorul, funcţia de la intrare

$$\left(\frac{p_m}{H_t};\ \frac{p_m}{B_\alpha};\ \frac{p_m}{B_{c.\alpha}};\ \frac{D}{B_\alpha};\ \frac{D}{p_m};\ \frac{p_t}{B_\alpha};\ \frac{p_t}{p_m}\right);$$

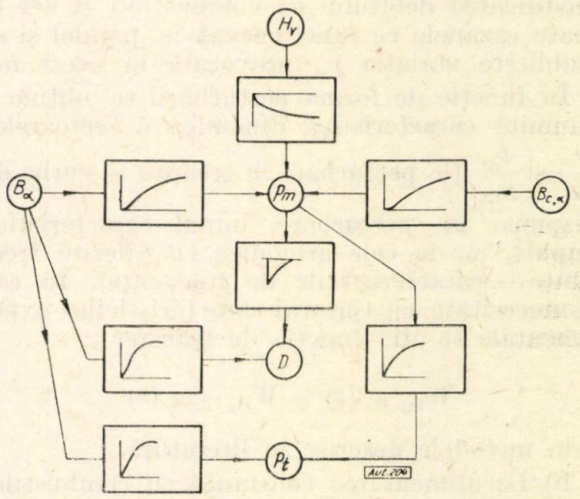


Fig.2. Schema structurală a buclei de reglare a presiunilor şi a debitului de abur.

funcţia de transfer respectivă se notează prin $W(s)$ cu doi indici, dintre care primul se referă

* Influenţa asupra presiunii şi debitului de abur datorită variaţiei debitului apei de alimentare şi a debitului de injecţie nu se ia în considerare, deoarece ea este mică.

la mărimea de ieşire, iar al doilea, la mărimea de intrare

$$(W_{p_m}, H_t(s);\ W_{p_m}, B_\alpha(s) \text{ etc.}).$$

În fiecare dreptunghi, pentru claritate, se arată forma curbei de răspuns respective. De exemplu, în dreptunghiul prin care este reprezentat sectorul $\frac{P_m}{H_v}$ este reprezentată curba de răspuns în raport cu presiunea în conducta magistrală p_m la o perturbare dată cu ajutorul supapei comune de reglare H_v şi la o alimentare permanentă cu combustibil la toate cazanele (B_α = const., $B_{c,\alpha}$ = const.). În dreptunghiul prin care este reprezentat sectorul $\frac{D}{B_\alpha}$ se arată curba de răspuns în raport cu debitul de abur D la o perturbare provocată prin variaţia debitului de combustibil şi aer al cazanului cercetat B_α şi pentru presiunea constantă a aburului în conductă (p_m = const.) etc.

Se menţionează că, în ipotezele făcute, funcţiile de transfer $W_{p_m, B_\alpha}(s)$ şi $W_{p_m, B_{c,\alpha}}(s)$ trebuie să fie identice (variaţia presiunii în conductă nu depinde în care cazan sau cazane anume s-a realizat perturbarea cu combustibil).

Pentru obţinerea caracteristicilor dinamice ale tuturor sectoarelor obiectului, reprezentate prin dreptunghiuri în figura 2, se poate propune următoarea ordine de efectuare a experienţelor :

a) La o poziţie constantă a supapelor de reglare ale tuturor consumatorilor de abur (H_v = const.) se efectuează perturbarea prin modificarea debitului de combustibil şi aer la toate cazanele ce funcţionează în paralel şi se stabileşte variaţia p_m provocată în acest fel.

În funcţie de forma perturbării se obţine o anumită caracteristică dinamică a sectoarelor $\frac{P_m}{B_\alpha}$ şi $\frac{P_m}{B_{c,\alpha}}$ (la perturbare în treaptă — curba de răspuns, la perturbare impuls-caracteristica impuls, iar la cele armonice cu diferite frecvenţe — caracteristicile de frecvenţe). În caz de necesitate, cu ajutorul caracteristicilor experimentale se află funcţia de transfer

$$W_{p_m, B_\alpha}(s) = W_{p_m, B_c, \alpha}(s)$$

prin metodele descrise în literatură.

b) La alimentarea constantă cu combustibil în toate cazanele (B_α = const. ; $B_{c,\alpha}$ = const.), perturbarea se realizează cu organul de reglare al consumatorului de abur (turbine, instalaţii de răcire şi de reducere a presiunii) şi se înregistrează variaţiile parametrilor p_m, D şi p_t. Se obţin caracteristicile dinamice ale sectoarelor

$$\frac{P_m}{H_v},\quad \frac{D}{H_v} \text{ şi } \frac{P_t}{H_v},$$

iar după ele se află funcţiile respective de transfer

$$W_{p_m, H_v}(s);\ W_{D, H_v}(s);\ W_{p_t, H_v}(s).$$

Funcţiile de transfer ale sectoarelor obiectului, reprezentate în figura 2, se determină cu ajutorul unor relaţii simple :

$$W_{D, p_m}(s) = \frac{W_{D, H_v}(s)}{W_{p_m, H_v}(s)};$$

$$W_{p_t, p_m}(s) = \frac{W_{p_t, H_v}(s)}{W_{p_m, H_v}(s)}.$$

c) La reglarea automată a presiunii aburului în conducta magistrală (p_m = const.) cu ajutorul regulatorului principal al instalaţiei de cazane, care acţionează şi asupra celorlalte cazane, sau, ceea ce este şi mai bine, cu ajutorul regulatorului „propriu" ce acţionează asupra supapei de reglare a consumatorului de abur, se provoacă o perturbare cu combustibil şi aer a cazanului încercat şi se determină caracteristicile dinamice ale sectoarelor $\frac{D}{B_\alpha}$ şi $\frac{P_t}{B_\alpha}$. În aceste experienţe, în afară de D şi p_t, este util să se înregistreze şi presiunea în conducta magistrală p_m pentru controlul preciziei de stabilizare.

Se recomandă ca la efectuarea experienţelor să fie puse în funcţiune regulatoarele acordate pentru sarcina nominală a alimentării cu apă (pentru a evita abateri mari ale nivelului), iar la aplicarea perturbărilor în focar — şi regulatoarele de aer, după schema cea mai simplă combustbil-aer şi de tiraj (pentru menţinerea automată a concordanţei dintre combustibil, aer şi tiraj).

Ca date orientative, care dau o imagine despre proprietăţile dinamice ale sectoarelor obiectului, reprezentate în figura 2, şi care uşurează sarcina aflării funcţiilor lor de transfer după caracteristicile dinamice experimentale, se pot cita următoarele expresii *) :

$$W_{p_m, B_\alpha}(s) \cong W_{p_m, B_{c,\alpha}}(s) =$$

$$= \frac{P_m}{D_\Sigma} \cdot W_{gen, B_\alpha}(s) \frac{1}{1 + T_k \cdot s}; \qquad (1)$$

$$W_{T_m, H_v}(s) \cong -\frac{P_m}{D_\Sigma}\left[\frac{\alpha}{1+\alpha} + \frac{1}{1+\alpha} \cdot \frac{1}{1 + T_k \cdot s}\right]; \qquad (2)$$

* Aceste funcţii de transfer s-au obţinut presupunîndu-se că la supraîncălzitorul de abur capacitatea este neglijabil de mică şi că întreaga capacitate de acumulare a cazanului este concentrată în tamburul său, iar cantitatea de căldură acumulată depinde numai de presiunea din tambur.

$$W_{D,p_m}(s) \cong -\frac{D}{2\,(p_t - p_m)} \cdot \frac{T_{ne} \cdot s}{1 + T_{ne} \cdot s} = -\frac{C_k \cdot s}{1 + T_{ne} \cdot s}; \quad (3)$$

$$W_{p_t,\,r_m}(s) \cong \frac{1}{1 + T_{ne} \cdot s}; \quad (4)$$

$$W_{D,B_\alpha}(s) \cong W_{D_{gen},B_\alpha}(s) \cdot \frac{1}{1 + T_{ne} \cdot s}; \quad (5)$$

$$W_{p_t,B_\alpha}(s) \cong \frac{2\,(p_t - p_m)}{D} \cdot W_{D_{gen},B_\alpha}(s) \cdot \frac{1}{1 + T_{ne} \cdot s}; \quad (6)$$

$$T_k = m \cdot C_c \cdot \frac{p_m + 2\,(p_t - p_m)}{D_\Sigma}; \quad (7)$$

$$T_{ne} = C_c \cdot \frac{2\,(p_t - p_m)}{D}; \quad (8)$$

$$\alpha = \frac{2\,(p_t - p_m)}{p_m}, \quad (9)$$

unde :

m este numărul total de cazane care lucrează în paralel ;

p_m, p_t, D_Σ şi D — mărimile medii (constante) respectiv ale presiunii aburului în conducta, magistrală, presiunii aburului în tambur, consumului total de abur pentru toţi consumatorii şi ale consumului de abur din cazanul dat, în timpul efectuării experienţelor ;

C_c — aşa-numita capacitate de acumulare a cazanului (debitul suplimentar de abur pe seama variaţiei acumulării termice, raportat la viteza de variaţie a presiunii în tamburul cazanului). Această mărime, exprimată prin $\frac{T/r}{\alpha r/s}$, după calculele efectuate pentru cazane cu tambur de diferite tipuri [2], este cu totul orientativ egală cu productivitatea nominală dublă a cazanului, în t/h, şi depinde puţin de sarcina sa ;

$W_{D_{gen},B_\alpha}(s)$ — funcţia de transfer, care reflectă dinamica de variaţie a debitului de abur generat D_{gen} la acţionare asupra alimentării combustibilului. Aici sub debitul de abur generat se înţelege acel debit de abur din cazan care s-ar fi produs la un moment dat, dacă presiunea în tambur ar fi fost constantă. Funcţia de transfer examinată poate fi aproximată printr-o expresie de următoarea formă :

$$W_{D_{gen},B_\alpha}(s) \cong \frac{1}{\left(1 + \frac{T_{gen}}{n} \cdot s\right)^n} \quad (10)$$

Conform datelor experimentale :

$$T_{gen} \cong 15 \div 25\ s\,;\quad n \cong 3 \div 4.$$

Mărimile mai mici se referă la cazanele cu gaze şi păcură, iar cele mari — la cazanele funcţionînd cu praf de cărbune cu buncăr intermediar (nu se examinează cazanele funcţionînd cu praf de cărbune cu mori cu ciocane, care au o inerţie mare).

În formulele arătate, ca unitate de măsură pentru alimentarea combustibilului (B_α ; $B_{c,\alpha}$) s-a ales debitul de abur, în t/h ; perturbările în focar se apreciază prin mărimea abaterii provocate de perturbarea debitului de abur, iar perturbările H_v, prin variaţia debitului de abur la consumator în condiţiile de stabilitate a presiunii aburului în conducta magistrală.

Pentru analiza caracteristicilor dinamice ale obiectului examinat, pentru modelarea sa etc. ar putea fi utilă schema electrică echivalentă prezentată în figura 3 [3], care corespunde expresiilor prezentate mai sus ale funcţiilor de transfer. Ca analog al debitului de abur în schema echivalentă se consideră curentul electric, iar ca analog al presiunii aburului, tensiunea electrică.

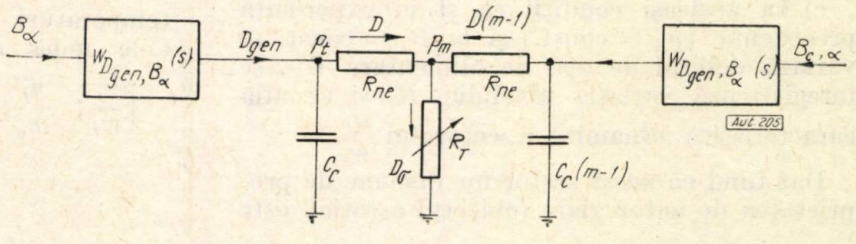


Fig. 3. Schema electrică echivalentă a buclei de reglare a presiunilor şi a debitului de abur.

Obiectul reglat pentru bucla de reglare a nivelului în tambur

Schema structurală a obiectului dat se arată în figura 4 şi nu necesită explicaţii. Această schemă sugerează următoarea ordine de efec-

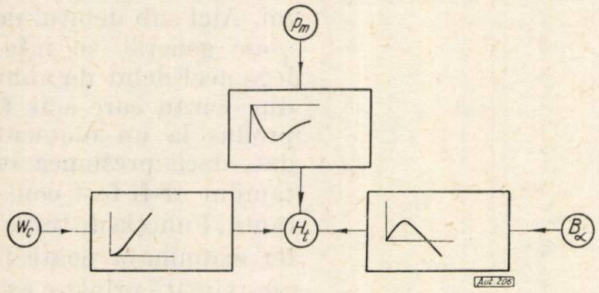


Fig. 4. Schema structurală a buclei de reglare a nivelului în tambur.

tuare a experienţelor pentru determinarea caracteristicilor dinamice :

a) La $W_c = \text{const.}$, $B_\alpha = \text{const.}$ şi $B_{c,\alpha} = \text{const.}$ se procedează la o perturbare prin intermediul organului de reglare al consumatorului de abur şi se înregistrează variaţiile p_m şi H_t. Se obţin caracteristicile dinamice ale sectoarelor $\frac{P_m}{H_v}$ şi $\frac{H_t}{H_v}$, iar după ele se află funcţiile de transfer $W_{p_m, H_v}(s)$ şi $W_{H_t, H_v}(s)$, ceea ce permite să se determine şi funcţia de transfer a sectorului $\frac{H_t}{P_m}$, arătat în figura 4 :

$$W_{H_t, p_m}(s) = \frac{W_{H_t, H_v}(s)}{W_{p_m, H_v}(s)}.$$

b) La reglarea automată a presiunii aburului în conducta magistrală ($p_m = \text{const.}$) cu ajutorul regulatorului principal al instalaţiilor de cazane, regulator care acţionează asupra celorlalte cazane, sau cu ajutorul regulatorului propriu, care acţionează aupra supapei de reglare a consumatorului de abur, se procedează la aplicarea unei perturbări asupra debitului de combustibil şi aer la cazanul studiat. Debitul de apă de alimentare se menţine constant, variaţia nivelului H_t se înregistrează în raport cu timpul şi se află caracteristica dinamică a sectorului $\frac{H_t}{B_\alpha}$. La intensificarea alimentării combustibilului, nivelul creşte datorită măririi conţinutului de abur sub oglinda de evaporare, iar apoi începe să scadă datorită dezechilibrului care ia naştere între debitele de abur şi apă.

c) În aceleaşi condiţii ca şi în experienţa precedentă ($p_m = \text{const.}$) şi la $B_\alpha = \text{const.}$ se variază debitul de apă de alimentare W_c, se înregistrează variaţia nivelului H_t şi se află caracteristica dinamică a sectorului $\frac{H_t}{W_c}$.

Dat fiind că acest sector nu dispune de proprietatea de autoreglare (obiectul astatic), este mai uşor să se aplice o perturbare sub formă de impuls şi să se determine caracteristica impuls decît să se aplice o perturbare în treaptă pentru determinarea răspunsului.

La fel ca şi în cazul determinării caracteristicilor dinamice ale obiectului precedent, la aplicarea perturbărilor în focar este recomandabil să se pună în funcţiune regulatoarele de aer (combustibil-aer) şi de tiraj.

În experienţele referitoare la punctele *b* şi *c*, după cum s-a arătat, debitul trebuie menţinut constant. Pentru acest scop se poate folosi regulatorul de alimentare, cuplat după o schemă cu un singur impuls, ca stabilizator al debitului de apă de alimentare.

Obiectul reglat pentru bucla de reglare a conţinutului de oxigen în gazele arse

Caracteristicile dinamice ale acestui obiect pot fi necesare la utilizarea impulsului în raport cu O_2, în sistemul de reglare a cazanului. Schema sa structurală este reprezentată în figura 5. Caracteristicile dinamice a două sectoare reprezentate pe ea $\frac{O_2}{B}$ şi $\frac{O_2}{V}$ se determină prin efectuarea a două experienţe.

a) La regimul constant de aer ($V = \text{const.}$) se procedează printr-o perturbare la alimentarea cobustibilului şi se înregistrează O_2.

b) La alimentarea constantă a combustibilului se produce o variaţie simultană şi sincronă a aerului şi tirajului (şi anume astfel încît depresiunea în camera focarului să rămînă constantă) şi apoi se înregistrează O_2. Trebuie subliniată importanţa stabilizării depresiunii în focar în cursul experienţei, întrucît de mărimea acestei depresiuni depind aspiraţiile, care de asemenea influenţează asupra O_2.

Obiectul reglat pentru bucla de reglare a temperaturii aburului între prima şi a doua injecţie

Varianta posibilă a schemei structurale a acestui obiect se reprezintă în figura 6. Schema este astfel alcătuită încît trei surse de acţiuni perturbatoare (W_I, B_α şi p_m) influenţează independent asupra fiecăreia dintre cele trei

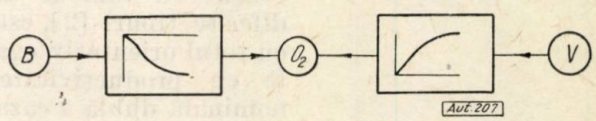


Fig. 5. Schema structurală a buclei de reglare O_2.

temperaturi examinate (θ'_I; $\theta_{interm.}$ şi θ'_{II}). Cele nouă sectoare respective

$$\left(\frac{\theta'_I}{W_I};\ \frac{\theta'_I}{B_\alpha};\ \frac{\theta'_I}{P_m};\ \frac{\theta_{interm.}}{W_I};\ \frac{\theta_{interm.}}{B_\alpha};\ \frac{\theta_{interm.}}{P_m};\ \frac{\theta'_{II}}{W_I};\ \frac{\theta'_{II}}{B_\alpha};\ \frac{\theta'_{II}}{P_m}\right)$$

reflectă influenţa fiecărei perturbări asupra fiecărei temperturi în lipsa celorlalte două perturbări.

Pentru obţinerea caracteristicilor dinamice ale sectoarelor menţionate trebuie să se efectueze trei experienţe :

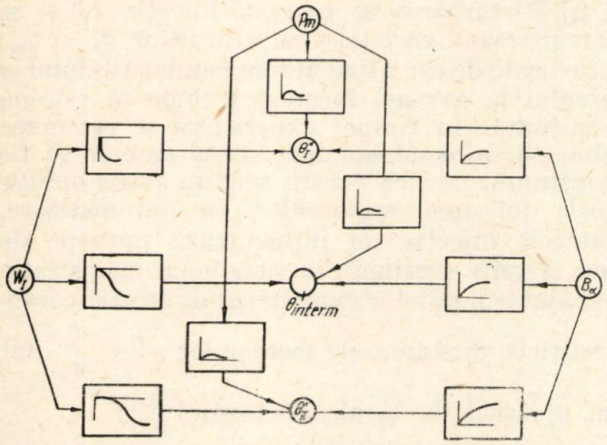


Fig. 6. Schema structurală a buclei de reglare a temperaturilor aburului între prima şi a doua injecţie.

a) La stabilizarea presiunii aburului în conducta magistrală cu ajutorul mijloacelor indicate mai sus (regulatorul principal care acţionează asupra celorlalte cazane sau regulatorul propriu) precum şi a debitului de apă la prima injecţie * se va efectua perturbare cu combustibil şi aer (B_α). În cursul experienţei trebuie să se înregistreze toate temperaturile care interesează.

Experienţa dă caracteristicile dinamice ale sectoarelor

$$\frac{\theta_I''}{B_\alpha};\quad \frac{\theta_{interm}}{B_\alpha} \text{ şi } \frac{\theta_{II}'}{B_\alpha}.$$

b) La alimentarea constantă cu combustibil şi aer (B_α = const.), perturbarea se face cu injecţia I. În cursul experienţei, în conducta magistrală presiunea aburului trebuie să fie constantă, dar folosirea în acest scop a mijloacelor de automatizare nu este obligatorie, întrucît injecţia nu acţionează aproape de loc asupra presiunii în conducta magistrală. Experienţa furnizează caracteristicile dinamice ale sectoarelor

$$\frac{\theta_I''}{W_I};\quad \frac{\theta_{interm}}{W_I} \text{ şi } \frac{\theta_{II}'}{W_I}.$$

Pentru acordarea regulatorului de temperatură cu impulsul de viteză de anticipare sînt necesare caracteristicile dinamice ale sectoarelor

$$\frac{\theta_{interm}}{\theta_I};\quad \frac{\theta_{II}'}{\theta_I''} \text{ şi } \frac{\theta_{II}'}{\theta_{interm}} \text{ [4]}.$$

Funcţiile lor de transfer sînt determinate de relaţiile :

$$W_{\theta_{interm},\theta_I''}(s) = \frac{W_{\theta_{interm},W_I}(s)}{W_{\theta_I'',W_I}(s)};$$

$$W_{\theta_{II}'\theta_I''}(s) = \frac{W_{\theta_{II}',W_I}(s)}{W_{\theta_I'',W_I}(s)};$$

$$W_{\theta_{II}',\theta_{interm}}(s) = \frac{W_{\theta_{II}',W_I}(s)}{W_{\theta_{interm},W_I}(s)}.$$

c) La alimentarea constantă cu combustibil şi aer în cazul dat (şi în celelalte cazane) şi la debitul constant de apă pentru injecţia I (debitul relativ – pentru schema Dolezal) se procedează la perturbarea H_v. În afară de temperatură, în conducta magistrală se înregistrează presiunea aburului. Funcţiile de transfer ale sectoarelor „temperatura – presiunea în conducta magistrală" se determină din relaţia :

$$W_{\theta,p_m}(s) = \frac{W_{\theta,H_v}(s)}{W_{p_m,H_t}(s)}.$$

Obiectul reglat pentru bucla de reglare a temperaturii aburului după a doua injecţie

Pentru studiul dinamicii acestui obiect şi acordarea regulatorului de temperatură cu impuls de viteză anticipat, care se foloseşte de obicei, este mai practic să se construiască schema sa structurală (fig. 7) după un alt principiu decît schema obiectului precedent (fig. 6).

În schema reprezentată în figura 7, drept surse de perturbări pentru temperatura după a doua injecţie (θ_{II}'') servesc debitul de apă la

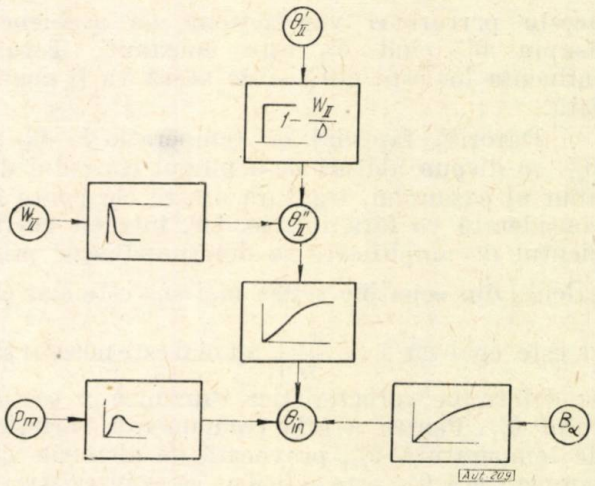


Fig. 7. Schema structurală a buclei de reglare a temperaturilor după a doua injecţie.

injecţie (W_{II}) şi temperatura înainte de injecţie (θ_{II}'), asupra căreia, după cum rezultă din examinarea obiectului precedent, influenţează B_α, p_m şi W_I.

* În cazul aplicării injecţiei cu condensat propriu după schema Dolezal este mai bine să nu se opereze cu debitul absolut, ci cu cel relativ de apă, pentru injecţia $\frac{W_I}{D}$, întrucît ea depinde numai de poziţia supapei de injecţie şi se menţine constantă la poziţia fixată a supapei.

Pentru a confirma posibilitatea unei astfel de abordări se va scrie ecuaţia bilanţului termic la injecţia *II*:

$$i''_{II}\left(1-\frac{W_{II}}{D}\right)+i_{inj}\left(\frac{W_{II}}{D}\right)=i'''_{II},$$

în care i'_{II}, i'''_{II} şi i_{inj} sînt entalpiile respective ale aburului înainte de injecţia *II*, ale aburului după injecţia *II* şi ale apei injectate.

Diferenţiind această ecuaţie, se află corelaţia dintre toate mărimile variabile (i_{inj} se consideră constant):

$$\mathrm{d}i'''_{II}=\mathrm{d}i'_{II}\left(1-\frac{W_{II}}{D}\right)-\mathrm{d}\left(\frac{W_{II}}{D}\right)\cdot(i'_{II}-i_{inj}).$$

De la creşterile entalpiilor se trece la creşterile temperaturilor, considerînd căldura specifică a aburului c_p identică înainte şi după injecţie:

$$\mathrm{d}\theta'''_{II}=\mathrm{d}\theta'_{II}\left(1-\frac{W_{II}}{D}\right)-\frac{i''_{II}-i_{inj}}{c_p}\cdot\mathrm{d}\left(\frac{W_{II}}{D}\right).$$

Această ecuaţie arată că abaterea temperaturii după injecţia *II* este determinată de abaterile temperaturii înainte de injecţia *II* şi ale mărimii relative ale injecţiei *II*. Pentru cazul de injectare a condensatului propriu conform schemei Dolezal, unde supapa de reglare a injecţiei determină tocmai debitul relativ de apă pentru injecţie, alegerea celor doi factori perturbatori care influenţează asupra temperaturii θ'''_{II} este, aşadar, fundamentată (dacă nu se operează cu debitul absolut, ci cu cel relativ de apă pentru injecţie). În cazul utilizării altor scheme de injecţie, în care la poziţia constantă a supapei de injecţie, diverse perturbări dereglează stabilitatea raportului $\frac{W_{II}}{D}$, aceste perturbări vor acţiona de asemenea asupra θ'''_{II} cînd θ'_{II} este constant. Totuşi influenţa lor este mică şi de aceea va fi neglijată.

Datorită faptului că temperaturile θ'_{II} şi θ'''_{II} se dispun alături de-a lungul traseului de abur al cazanului, legătura dintre ele poate fi considerată ca fără inerţie. Or, întrucît coeficientul de amplificare se determină uşor prin calcul (din ecuaţiile scrise mai sus este clar că el este egal cu $1-\frac{W_{II}}{D}$), nu mai este necesar să se determine caracteristica dinamică a sectorului θ'_{II}. Pentru a afla componenta variaţiei de temperatură θ'''_{II}, provocată de abaterile de temperatură θ'_{II}, este suficient să se înregistreze acestea din urmă şi să fie înmulţite cu coeficientul $1-\frac{W_{II}}{D}$ (gradele de inerţie a aparatelor de măsură a ambelor temperaturi trebuie să fie identice).

Drept surse de perturbare pentru temperatura aburului după cazan (θ_{in}) servesc temperatura aburului după injecţie, alimentarea combustibilului (B_α) şi presiunea aburului în conducta magistrală.

Schemei structurale examinate îi corespunde următoarea ordine de efectuare a experienţelor:

a) Perturbarea se face cu injecţia *II* şi se înregistrează variaţia temperaturilor θ'''_{II} şi θ_{in}, provocate de ea. Alimentarea combustibilului şi aerului în cazanul încercat trebuie să rămînă constantă. În timpul experienţei şi presiunea aburului în conducta magistrală trebuie să fie constantă, fără ca pentru aceasta să fie obligatorie folosirea mijloacelor de automatizare, întrucît injecţia nu influenţează aproape de loc asupra presiunii în conducta magistrală. Cu ajutorul datelor experimentale se află caracteristicile dinamice ale sectoarelor $\frac{\theta'''_{II}}{W_{II}}$, $\frac{\theta_{in}}{W_{II}}$, iar cu ajutorul lor şi ale sectorului $\frac{\theta_{in}}{\theta'''_{II}}$:

$$W_{\theta_{in}\cdot\theta'''_{II}}(s)=\frac{W_{\theta_{in},W_{II}}(s)}{W_{\theta'''_{II},W_{II}}(s)}$$

b) Regulatorul injecţiei *II* se pune în funcţiune după cea mai simplă schemă cu un singur impuls de stabilizare a temperaturii după injecţia *II* ($\theta'''_{II}=$ const.). Apoi la reglarea automată a presiunii în conducta magistrală (cu ajutorul regulatorului principal, care acţionează şi asupra altor cazane, sau cu regulatorul propriu) se procedează la perturbarea B_α. Această experienţă dă caracteristica dinamică a sectorului $\frac{\theta_{in}}{B_\alpha}$ (influenţa perturbării din focar asupra temperaturii după cazan, la stabilizarea temperaturii după injecţie).

c) La $B_\alpha=$ const. (şi $B_{c,\alpha}=$ const.) şi cu regulatorul injecţiei *II* pus în funcţiune pentru menţinerea temperaturii aburului după injecţia *II* ($\theta'''_{II}=$ const.) se procedează la perturbarea H_v. Funcţia de transfer care interesează se află la fel ca şi înainte:

$$W_{\theta_{in},p_m}(s)=\frac{W_{\theta_{in},H_v}(s)}{W_{p_m,H_v}(s)}$$

Concluzii

În concluzie se vor face cîteva observaţii cu caracter general.

Ideea principală a consideraţiilor expuse în legătură cu determinarea experimentală a caracteristicilor dinamice ale agregatelor de cazane constă în faptul că metoda de efectuare a experienţelor trebuie să se bazeze pe schema structurală a obiectului cercetat. De aceea, efectuarea experienţelor în vederea determinării caracteristicilor dinamice trebuie precedată de alcătuirea schemelor structurale necesare ale instalaţiei cercetate sau ale diverselor sale părţi.

Schemele structurale prezentate trebuie considerate ca variante posibile care nu sînt însă unice.

În funcţie de condiţiile concrete şi de sarcinile puse de cercetare ar putea fi raţional ca ele să fie modificate sau să fie introduse corectivele respective în metoda de efectuare a experienţelor.

Ordinea de efectuare a experienţelor a fost examinată separat pentru fiecare dintre obiectele separate de reglare. Bineînţeles, în astfel de cazuri, cînd sarcina experienţei constă în obţinerea caracteristicilor cazanului în ansamblu sau cel puţin a cîtorva sectoare ale sale, nu este necesar ca unele şi aceleaşi perturbări (cu combustibil, cu supapele turbinei) să fie repetate pentru fiecare obiect de reglare. Înregistrînd la una şi aceeaşi perturbare mărimile necesare, se pot obţine dintr-o dată caracteristicile dinamice ale mai multor obiecte. În sfîrşit, trebuie reamintit că, pentru obţinerea unor caracteristici dinamice reprezentative, la efectuarea experienţelor trebuie respectate următoarele reguli generale :

— stabilizarea minuţioasă a regimului instalaţiei înainte de experienţe ;

— folosirea pentru controlul parametrilor pe cît posibil a unor aparate cu inerţie mică, iar dacă caracteristicile sînt necesare pentru acordarea regulatoarelor, se vor folosi traductoarele regulatoarelor ;

— prelucrarea caracteristicilor la perturbări cu semne diferite ;

— repetarea unora şi aceloraşi experienţe, alegînd valorile medii ale rezultatelor obţinute ;

— alegerea corectă a mărimii perturbărilor, care trebuie să fie suficient de mari pe fondul unor perturbări parazite accidentale, dar care în acelaşi timp nu trebuie să ducă la abaterile inadmisibile ale parametrilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ştefani, E. P. *Bazele calculului ajustării regulatoarelor de procese termoenergetice.* Moscova, GEI, 1960.
[2] Sumskaia, L. S. In : *Teploenerghetika,* nr. 4, 1954.
[3] Mironov, V. D. In : *Teploenerghetika,* nr. 12, 1955.
[4] Alexandrova, N. D. *În culegerea „Automatizarea centralelor termoelectrice"*, sub redacţia lui P. E. Boloban şi N. I. Davîdov. Moscova, GEI, 1959.

Ing. L. VAISMAN, ing. L. COLIN, ing. I. SASU şi ing. M. STOICA

Echipament de telemecanică cu elemente fără contacte pentru instalaţiile energetice

În instalaţiile energetice din ţara noastră au început încă din anul 1957 să se introducă pe scară largă echipamente de telemecanică, utilizate pentru telecomanda staţiilor de transformare şi distribuţie. Aceste echipamente sînt cu relee şi selectoare, tipul cel mai răspîndit fiind ETM-2, care utilizează un cod distributiv în timp avînd drept criteriu de selecţie lungimea pauzei dintre impulsurile din cod.

În legătură cu programul vast de telemecanizare a centralelor hidroelectrice făcînd parte din hidrocentrale în curs de amenajare (Bistriţa, Argeş) şi în general în scopul modernizării instalaţiilor de telemecanică produse în serie mică în cadrul M.E.E. s-a iniţiat elaborarea unui echipament cu elemente fără contacte la nivelul tehnicii actuale. Acesta a fost realizat în formă de prototip industrial în anul 1963 şi pus în funcţiune în anul următor. Echipamentul, denumit tip TELESTAT (echipament de telemecanică cu elemente statice) şi care va înlocui actualele tipuri cu contacte utilizate în energetică, este descris succint în cele ce urmează.

Principiile de bază ale echipamentului

Echipamentul de telemecanică tip TELESTAT serveşte pentru telecomanda centralelor hidroelectrice şi a staţiilor de transformare şi conexiune. El foloseşte ca element de comutaţie tranzistorul, în schema logică NICI, cu care s-au realizat toate celelalte funcţii şi elemente necesare. Numai organele de execuţie sînt cu contacte — relee electromagnetice — soluţie impusă de aparatajul controlat.

Capacitatea nominală a echipamentului este de 100 telecomenzi (*TC*) simple şi 100 de telesemnalizări (*TS*) simple, putînd fi uşor mărită. Prin telecomenzi se înţeleg : ordine de acţionare, cu durată fixă, pentru aparatajul de comutaţie ; comenzi de variaţie, cu durata dorită de operator, pentru telereglare ; valori de consemn pentru regulatoare automate locale ; ordine de cuplare — decuplare la canale separate a aparatajului special de telemăsură la cerere ; ordine de cuplare —decuplare la canale separate a aparatajului special de telereglaj. Prin telesemnalizări se înţeleg orice fel de

informaţii despre starea unor obiecte bipoziţionale : anclanşat-declanşat, început-terminat, apărut-dispărut etc. Echipamentul funcţionează sporadic (aritmic), transmiţînd comenzile sau semnalizările numai în momentul apariţiei lor. Comenzile se introduc una cîte una consecutiv de către operatorul de la punctul de comandă (*PC*), în ordinea dorită şi controlată de acesta. Semnalizările apărute concomitent, în orice număr, la punctul de execuţie (*PE*) se memorizează şi se transmit consecutiv, cîte una spre *PC*, într-o ordine stabilită.

Transmiterea *TC* sau *TS* se efectuează prin cod de impulsuri, folosind principiul combinatoric, iar funcţionarea sincronă şi sinfazată a echipamentelor de la *PC* şi *PE* se realizează în sistemul pas cu pas, ceea ce impune folosirea a două tipuri de impulsuri în linie — de selecţie şi de deplasare.

Codul elementar folosit conţine 5 impulsuri de deplasare, faţă de care se plasează două impulsuri de selecţie în cele 10 combinaţii posibile (C_5^2). Pentru volumul de 100 de informaţii ales se recurge la două coduri 2 din 5, combinate între ele în decade, astfel încît oricare dintre acestea se exprimă în forma unui număr cu două cifre, de la 00 la 99. Este evident că mărirea volumului echipamentului la 1 000 de informaţii se realizează cu uşurinţă prin adăugarea unui cod elementar. Deoarece pentru codificare şi decodificare s-au utilizat pe larg matrice, primul cod, care defineşte cifra zecilor din număr, a fost denumit *X*, iar al doilea, care exprimă cifra unităţilor, *Y* (fig. 1). După cele 10 impulsuri de cod se transmite un al 11-lea impuls de deplasare, urmat de unul de selecţie, pentru controlul la *PE* al sinfazării distribuitoarelor. Codul astfel constituit se repetă în continuare a doua oară, pentru mărirea siguranţei transmisiei. La recepţie, pentru fiecare cod, se numără impulsurile selective şi se verifică sinfazarea distribuitoarelor, cum şi identitatea celor două coduri, măsuri care reduc la

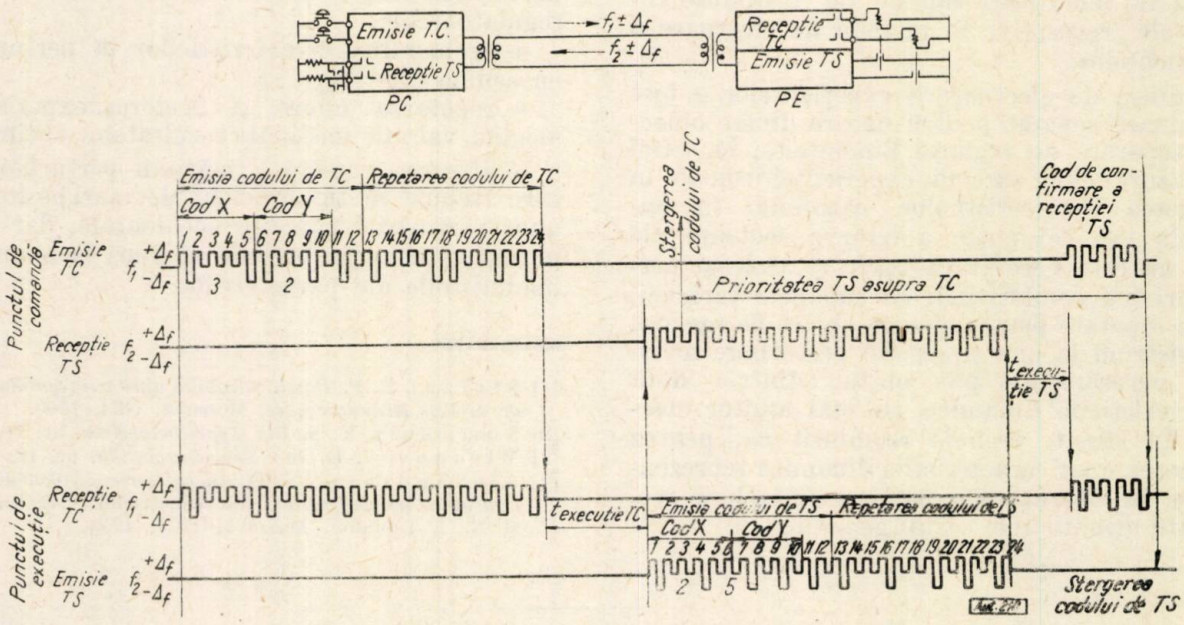


Fig. 1. Diagrama impulsurilor în linie.

minimum probabilitatea executării unui cod fals.

Codul este transmis prin linie cu ajutorul a trei frecvenţe : una de repaus care serveşte şi pentru controlul canalului, una superioară pentru impulsurile de deplasare şi una inferioară pentru cele de selecţie. Acestea se obţin prin deplasare trivalentă de frecvenţă, într-o bandă de 240 Hz, ceea ce permite transmiterea codului în mai puţin decît 0,5 s, cu o viteză telegrafică de 100 baud.

La introducerea unei *TC* la *PC*, aceasta este memorizată şi, dacă nu se execută, ea se repetă în mod automat de un număr de ori, reglabil pînă la 7. Indiciul că *TC* a fost executată (şi deci este ştearsă din memorii) îl constituie impulsurile *TS* provocate de schimbarea stării obiectului telecomandat. O excepţie o constituie un grup special de *TC*, care se repetă pe toată durata cît ele sînt introduse de operator şi care, integrate la *PE* într-un impuls continuu, servesc la transmiterea de comenzi de variaţie pentru telereglaj.

Transmiterea unei *TS* se repetă pînă la de trei ori, dacă codul este perturbat. După a treia repetare, la *PE* este declanşată o semnalizare circulară a poziţiei tuturor obiectelor (*SC*), în cadrul căreia fiecare semnalizare este de asemenea repetată pînă la de trei ori, în caz de perturbare a codului. Indiciul că *TS* a fost corect recepţionată la *PC* (şi că deci poate fi ştearsă din memoria de la *PE*) îl constituie un cod special, format din cinci impulsuri de

deplasare, dintre care 1, 3 şi 5 sînt selective, transmis prin canalul de *TC*. Se emite automat o *SC* în cazul în care apar perturbaţii în chiar echipamentul de telemecanică sau la cererea operatorului. În cadrul ei se transmit întîi informaţiile despre aparatele de comutare declanşate, care sînt cele mai necesare din punct de vedere energetic, apoi despre cele anclanşate.

Sistemul de recepţie şi execuţie a *TC* şi *TS*, deşi realizat fără elemente sigure la defectare, este astfel conceput încît reduce la minimum execuţiile false datorite defectelor de material. Deoarece orice releu de execuţie este comandat prin două tranzistoare, într-o matrice, străpungerea unui tranzistor nu provoacă acţionarea intempestivă a releului de execuţie. Cum însă un asemenea defect poate duce la acţionarea a două relee la prima recepţie care urmează după defect, s-a prevăzut o protecţie împotriva acţionării concomitente a două sau mai multe relee de execuţie. Starea de funcţionare a acestei protecţii este verificată în mod automat înaintea fiecărei acceptări spre execuţie a unei *TC* sau *TS*. În general, întregul echipament a fost astfel conceput încît acţionarea intempestivă sau refuzul de acţionare a unui element (demararea unui element de timp, răsturnarea unui bistabil sau celule binare, străpungerea sau întreruperea unei joncţiuni etc.) să nu ducă la o execuţie greşită.

Echipamentul de telemecanică tip TELESTAT fiind destinat instalaţiilor energetice, în concepţia lui s-a pornit de la premisa că transmiterea *TS* este mai importantă decît cea a *TC* şi trebuie de aceea să aibă prioritate. Într-adevăr, sosirea unei *TS* în timpul în care operatorul de la *PC* efectuează o *TC* poate face inoportună sau chiar dăunătoare manevra întreprinsă de acesta (de exemplu, teledeconectarea unei linii de alimentare a unui obiectiv energetic tocmai atunci cînd a avut loc declanşarea locală a celeilalte linii de alimentare). Acest drept de prioritate la transmisie a *TS* intră automat în vigoare la sosirea la *PC* a primelor impulsuri ale codului, întrerupînd şi ştergînd orice comandă în curs sau făcînd imposibilă pe această perioadă introducerea unei comenzi. Prioritatea *TS* se întrerupe automat după terminarea emiterii de la *PC* a codului de confirmare a recepţionării *TS*. La *PE*, dreptul de prioritate a *TS* se exprimă prin aceea că orice semnalizare apărută întrerupe şi şterge toate circuitele de recepţie şi decodificare a *TC*, cu excepţia cazului în care execuţia comenzii a fost începută. În acest caz, pentru a evita manevrele incomplete de aparataj de comutaţie, execuţia comenzii se desăvîrşeşte în mod normal şi transmiterea *TS* apărute între timp este întîrziată pînă după terminarea execuţiei *TC*.

În figura 1 este ilustrat cazul transmiterii unei *TC* cu cod 32, care provoacă o schimbare de stare la *PE*, transmisă prin *TS* cu cod 25.

Emisia comenzilor

Schema de emisie a comenzilor este partea din lanţul de transmitere a informaţiilor care are rolul de a transforma o comandă dată într-o anumită succesiune de impulsuri, trans-

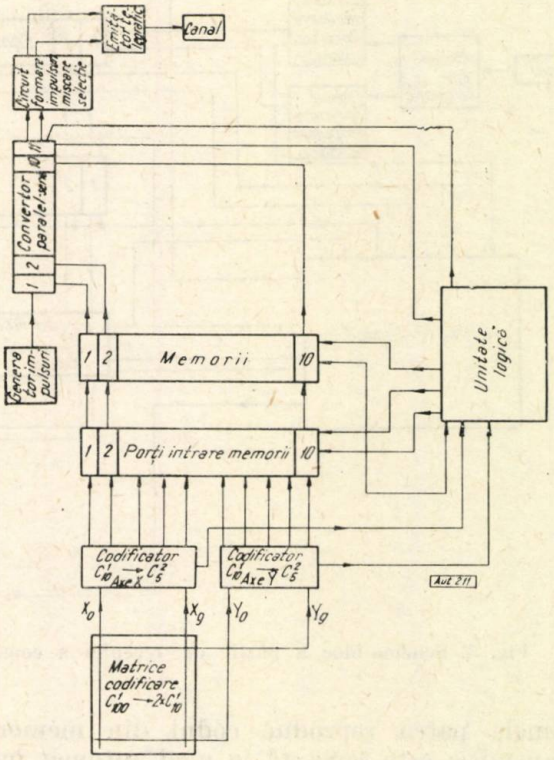


Fig. 2. Schema-bloc a părţii de emisie a comenzilor.

mise prin canal spre *PE*. Schema-bloc a acesteia este indicată în figura 2.

Fiecare comandă se introduce în echipament prin rotirea unei chei sau apăsarea unui buton, avînd drept urmare închiderea unui contact. Acesta pune sub tensiune o axă *X* din 10 şi una *Y* din 10 ale unei matrice de codificare cu rezistenţe. În acest mod se realizează prima codificarea zecimală a comenzii respective. Tensiunile apărute la axele *X* şi *Y* comandă, după prelucrare, două codificatoare 2 din 5, afectate fiecare cîte unui grup de axe. Codificatoarele 2 din 5 au cîte 10 intrări şi 5 ieşiri fiecare. La aplicarea tensiunii pe una dintre intrări se modifică potenţialul la două ieşiri, după criteriul de codificare C_5^2. După trecerea printr-o serie de porţi, comandate de o unitate logică, semnalele de ieşire de la codificatoare ocupă patru din cele 10 memorii existente. La comanda unităţii logice este cuplat generatorul de impulsuri care atacă un convertor paralel — serie, format dintr-un numărător binar cu patru celule, şi un convertor binar — zecimal cu 11 paşi. Fiecăruia dintre primii 10 paşi ai convertorului îi este asociată cîte o memorie. Convertorul paralel — serie atacă (prin intermediul unor circuite de formare a

impulsurilor de deplasare şi de selecţie) emiţătorul telegrafic cu deplasare trivalentă de frecvenţă. În linie se emit 11 impulsuri de deplasare, cu frecvenţa superioară, şi 5 impulsuri de selecţie, cu frecvenţa inferioară, dintre care primele patru reproduc codul din memorii. Transmisia este repetată în mod automat încă o dată, apoi încetează. Dacă într-un interval de control sosește o *TS* dinspre *PC*, codul este şters din memorii. În caz contrar, după trecerea timpului de control, comanda este repetată. După cum s-a menţionat, desfăşurarea tuturor acestor operaţii este comandată de unitatea logică. Ea îndeplineşte următoarele funcţii :

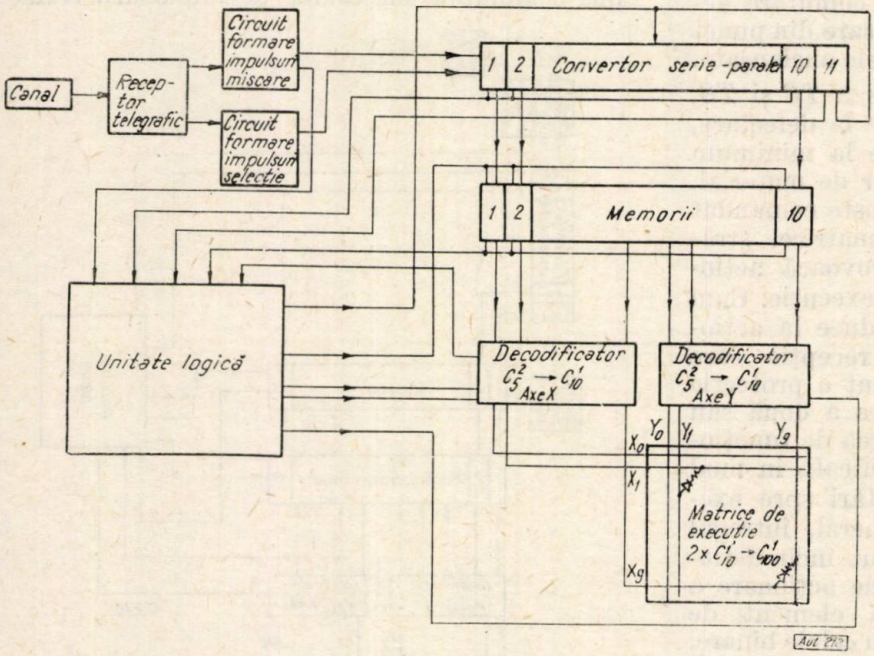


Fig. 3. Schema-bloc a părţii de recepţie a comenzilor (semnalizărilor).

— elimină influenţa eventualelor semnale parazitare, apărute în matricea de codificare zecimală, cum şi a vibraţiilor contactelor de introducere a comenzilor ;

— verifică dacă a apărut potenţial pe o axă *X* şi una *Y* a matricei de codificare zecimală, şi, în aceste condiţii, comandă deschiderea porţilor de intrare în memorii ;

— asigură memorizarea comenzii introduse prin închiderea contactului, astfel încît operatorul poate elibera organul de introducere a comenzii ;

— blochează posibilitatea introducerii ulterioare a unei alte comenzi ;

— după ocuparea memoriilor, porneşte transmiterea în linie a codului aferent comenzii date, asigurînd condiţia ca primul impuls emis să fie complet ;

— readuce numărătorul binar în poziţia iniţială după parcurgerea celui de-al 11-lea pas (folosit pentru controlul sinfazării) ;

— asigură repetarea încă o dată a codului transmis ;

— comandă încetarea emiterii codului după a doua repetare a lui şi demarează un element pentru măsurarea timpului de control ;

— comandă ştergerea memoriilor şi readucerea în stare de repaus a schemei, dacă în timpul de control sosește o *TS* dinspre *PE* ;

— comandă repetarea pînă la de şapte ori a comenzii emise în cazul în care în timpul de control nu sosește o *TS* ;

— readuce schema în stare de repaus şi emite un semnal de alarmă în cazul în care nici după a şaptea repetare nu sosește *TS* de răspuns de la *PE*.

Recepţia comenzilor (semnalizărilor)

Schema de recepţie a comenzilor este partea din lanţul de transmitere a informaţiilor care are rolul de a primi succesiunea de impulsuri sosită prin canal de la *PC*, de a o decodifica şi de a determina în final acţionarea elementului de execuţie — releul afectat comenzii respective (fig. 3). Decodificarea mesajului transmis este însoţită de o serie de măsuri de protecţie care reduc la minimum probabilitatea unei comenzi false, provocată de perturbaţiile pe canal sau de defectarea circuitelor de recepţie.

Mesajul sosit din linie în formă de impulsuri de frecvenţă este primit de receptorul telegrafic, care îl transformă din nou într-un cod de impulsuri de curent continuu, pe două ieşiri separate pentru impulsurile de deplasare şi cele de selecţie. După reformarea prin circuite speciale, acestea se aplică la un convertor serie paralel, asemănător cu cel de la emisie, format dintr-un numărător binar cu patru celule şi un convertor binar — zecimal cu 11 paşi. La ieşirea convertorului binar — zecimal apar succesiv în timp semnale numai pe acei paşi pe care se recepţionează impulsuri de selecţie. Primii 10 paşi fiind cuplaţi fiecare cu cîte o memorie, după străbaterea lor sînt ocupate patru memorii corespunzătoare codului introdus la partea de emisie. Pe pasul al 11-lea se verifică sinfazarea distribuitoarelor şi numărul de memorii ocupate. La a doua recepţionare a codului se verifică din nou sinfazarea distribuitoarelor, se numără impulsurile selective recepţionate şi se compară între ele cele două coduri. Dacă toate aceste controale indică o recepţie corectă, se simulează apoi o situaţie similară cu cea care apare în cazul acţionării concomitente a două

relee de execuţie, ceea ce provoacă intrarea în funcţiune a schemei de protecţie împotriva acestei defecţiuni. În urma verificării acestei ultime protecţii se emite un impuls de acceptare spre execuţie a comenzii, cu o durată fixă, stabilită în funcţie de timpul de acţionare a aparatajului de comutare comandat. Impulsul de acceptare cuplează la memorii două decodificatoare 2 din 5, corespunzătoare codurilor elementare X şi Y. Fiecare dintre acestea au cîte 5 intrări şi 10 ieşiri şi este astfel realizat încît oricărei combinaţii de potenţiale aplicate la cîte două intrări îi corespunde apariţia semnalului numai la una dintre ieşiri, după criteriul C_5^2. Are loc astfel prima etapă de decodificare, de la C_5^2 la zecimal. Decodificarea mesajului din cod zecimal este realizată printr-o matrice de execuţie. Decodificatorul cuplat la primele cinci memorii comandă axele X ale acesteia, constituite din elemente NICI fără rezistenţă de colector. Decodificatorul cuplat la ultimele cinci memorii comandă axele Y ale matricei, constituite din elemente repetoare pe emitor. În fiecare dintre cele 100 de puncte definite prin intersecţiile axelor X şi Y este legat cîte un releu, înseriat cu o diodă. Ca urmare, la recepţionarea unei comenzi este pus sub tensiune numai releul corespunzător codului acesteia, pe durata fixă a semnalului de acceptare spre execuţie. După trecerea acestui timp, toată schema este readusă în stare de repaus.

Desfăşurarea tuturor operaţiilor este controlată de unitatea logică, care îndeplineşte următoarele funcţii :

— numără memoriile ocupate după prima recepţie a codului ;

— verifică sinfazarea distribuitorului la prima recepţie a codului ;

— numără impulsurile de selecţie din al doilea cod ;

— verifică sinfazarea distribuitorului la a doua recepţie a codului ;

— verifică identitatea celor două coduri recepţionate ;

— comandă operaţiile de verificare a schemei de protecţie împotriva acţionării concomitente a mai multor relee de execuţie ;

— emite, după verificările de mai sus, impulsul de acceptare spre execuţie a comenzii ;

— realizează execuţia cu elemente statice a comenzii speciale de semnalizare circulară, transmisă de la *PC* ;

— întrerupe recepţionarea comenzii, dacă n-a acţionat încă releul de execuţie, la apariţia unei *TS* la *PE* ;

— întîrzie transmiterea *TS* apărute la *PE* în timpul acţionării unui releu de execuţie pînă după terminarea acesteia ;

— recepţionează codul special de confirmare a recepţionării la *PC* a *TS* transmise (fig. 1) ;

— alarmează la defectări în echipament sau canal.

Principial, nu există nici o diferenţă între părţile de recepţie a comenzilor şi semnalizărilor ; singurele deosebiri sînt de ordin constructiv, determinate de tipurile diferite de relee de execuţie utilizate.

Emisia semnalizărilor

Din punctul de vedere al modului de codificare şi transmitere a informaţiilor în linie, schema de emisie a semnalizărilor îndeplineşte în general aceleaşi funcţiuni cu cea de emisie a comenzilor. Deosebirea esenţială o constituie faptul că în timp ce la *PC* comenzile sînt introduse pe rînd de către operator, la *PE* semnalizările pot apărea în orice ordine şi, teoretic, chiar toate concomitent. Această circumstanţă a impus introducerea în schema de emisie a semnalizărilor a unui dispozitiv de memorizare intermediară, în care se introduc în paralel orice semnalizări apărute, după care acestea sînt transmise pe rînd spre *PC*. Memoria intermediară, circuit indispensabil în instalaţiile de *TS* aritmice, este constituită dintr-un număr de elemente de memorie egal cu volumul de *TS* al echipamentului şi dintr-un distribuitor cu 100 de paşi care „citeşte" continuu starea elementelor de memorie. Date fiind condiţiile specifice instalaţiilor energetice, un element de memorie trebuie să îndeplinească următoarele condiţii :

— să înregistreze orice schimbare de stare a unui obiect bipoziţional ;

— să păstreze orice schimbare înregistrată, pînă cînd aceasta a fost în mod sigur recepţionată la *PC* ;

— să permită, la cerere, transmiterea spre *PC* a stării obiectului controlat, chiar dacă aceasta nu s-a schimbat ;

— la schimbări de stare consecutive, rapide, ale obiectului, să asigure transmiterea informaţiei corecte despre ultima stare a acestuia ;

— să excludă transmiterea de informaţii false sau netransmiterea semnalelor corecte apărute în urma influenţelor perturbatoare.

În realizarea elementului de memorie s-a pornit de la principiul, larg folosit în semnalizările energetice cu contacte, al corespondenţei dintre poziţia obiectului controlat şi cea a unui element de afişare (în camerele de dispecer — cheia de comandă). În figura 4, cele două poziţii posibile ale obiectului comandat sînt indicate de contactul comutabil al acestuia, repetat de bistabilul *BI*. Elementul de corespondenţă îl constituie bistabilul *BII*, care în repaus se găseşte în stare opusă bistabilului *BI*. Ca urmare, fiecare dintre cele două elemente *NICI—NI* şi *NII* — capătă semnal 1 la una dintre intrări şi este saturat. La schimbarea poziţiei obiectului, bistabilul *BI* se răstoarnă şi unul dintre elemen-

tele *NI* sau *NII* capătă semnale 0 pe două intrări. În momentul în care şi la celelalte două intrări notate *X* şi *Y* apar semnale 0, condiţie realizată în momentul citirii stării elementului de memorie de către distribuitor, la

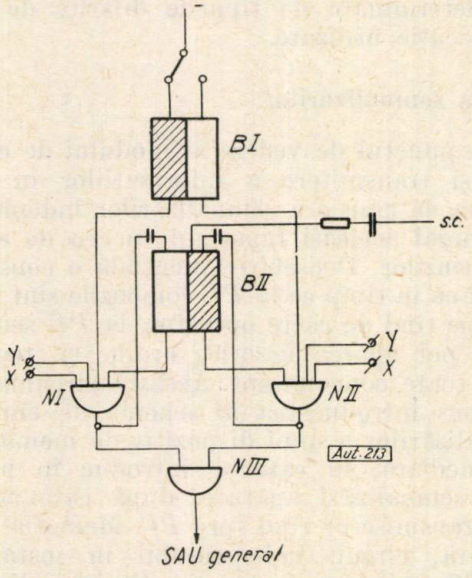


Fig. 4. Schema-bloc a elementului de memorie.

ieşirea *NICI*-ului respectiv apare semnal 1. Acesta, colectat prin intermediul lui *NIII* de o funcţie logică *SAU*, generală pentru întreaga memorie intermediară, provoacă oprirea distribuitorului şi transmiterea spre *PC* a codului corespunzător informaţiei înregistrate de acest element de memorie. După recepţionarea corectă a *TS* la *PC*, confirmată prin codul special din cinci impulsuri sosit prin canalul de comandă, distribuitorul este repornit şi ambele *NICI*-uri — *NI* şi *NII* — sînt din nou saturate. Variaţia

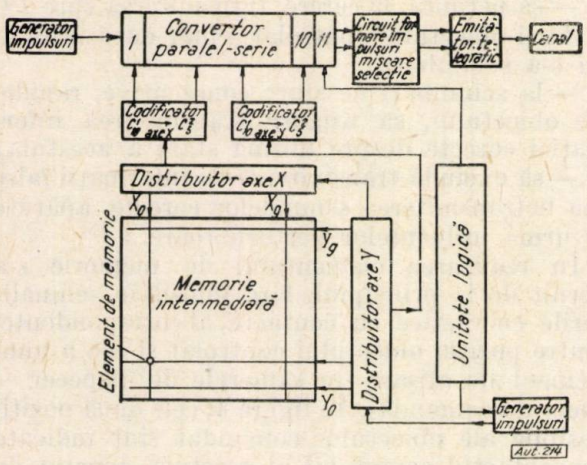


Fig. 5. Schema-bloc a părţii de emisie a semnalizărilor.

semnalului de ieşire de la 1 la 0 basculează bistabilul *BII* din nou în poziţie opusă celei a bistabilului *BI* şi elementul de memorie revine în starea de repaus, fiind astfel pregătit pentru înregistrarea schimbării de poziţie inverse.

Distribuitorul cu 100 de paşi, care citeşte cele 100 de informaţii potenţial înregistrabile în elementele de memorie, este realizat în formă de matrice, avînd 10 axe *X* şi 10 axe *Y* (fig. 5). Axele *Y* sînt realizate printr-un numărător binar cu patru celule, comandat de un generator de impulsuri şi un convertor binar — zecimal cu 10 paşi.

Axele *X* sînt realizate în mod similar, numărătorul binar respectiv este însă comandat de ultimul pas al distribuitorului *Y*. Elementele NICI de tip *NI* şi *II* ale elementelor de memorie sînt legate fiecare cu cîte o intrare la o axă *X* şi alta la o axă *Y*, materializînd astfel cele 100 de intersecţii posibile. Ca urmare, distribuitorul creează condiţii de citire a stării elementelor X_0, $Y_0 \ldots Y_9$, apoi X_1, $Y_0 \ldots Y_9$, pînă la X_9, $Y_0 \ldots Y_9$, după care ciclul de citire se repetă. Durata pasului distribuitorului de citire este de circa 80 μs.

La schimbarea stării unui element de memorie, în momentul citirii acestuia distribuitorul este oprit de semnalul elementului *SAU* general. Codul semnalizării respective, constituit de chiar coordonatele X şi *Y* pe care a fost oprit distribuitorul, este transmis spre *PC* la fel ca o comandă codificată similar. Este evident că, chiar dacă toate elementele de memorie îşi schimbă starea concomitent, informaţiile nu se pierd şi sînt transmise pe rînd spre *PC*. Dacă operatorul de la *PC* vrea să verifice situaţia tuturor obiectelor de la *PE*, el dă o comandă de *SC*. Ca urmare, distribuitorul de citire este adus pe pasul X_0, Y_0, şi la intrările tuturor bistabililor de tip *BII* din elementele memoriei intermediare se aplică, printr-un condensator, un impuls de polaritate negativă. Acesta provoacă bascularea bistabililor *BII* şi transmiterea spre *PC* a poziţiei tuturor obiectelor declanşate. După ajungerea distribuitorului pe pasul X_9, Y_9 se aplică un impuls de polaritate pozitivă, care basculează bistabilii *BII* corespunzători obiectelor anclanşate. Se transmite spre *PC* şi starea acestora, după care operaţia de *SC* este terminată.

Realizarea constructivă a echipamentului

Echipamentul de telemecanică tip TELESTAT a fost realizat în întregime cu materiale indigene (fabricaţie IPRS), verificate şi sortate corespunzător condiţiilor de funcţionare în regim de comutaţie. Toate circuitele logice s-au montat pe plăci cu cablaj imprimat, de trei tipuri (fig. 6). Dintre acestea două sînt realizate cu circuite specializate pentru subansambluri precise folosite de un număr mare de ori (numărător binar cu patru celule şi elemente de memorie pentru patru informaţii).

Dată fiind executarea echipamentelor în serii reduse, al treilea tip de placă s-a realizat cu un desen cu caracter mai universal, uneori utili-

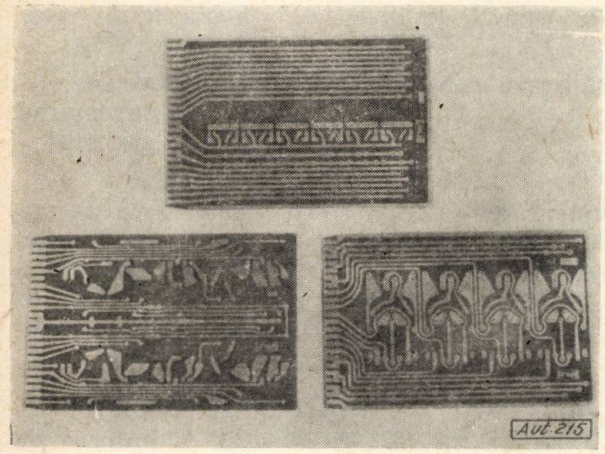


Fig. 6. Plăcile cu cablaj imprimat.

zîndu-se şi legături prin fire pentru completarea cablajului imprimat sau decuparea acestuia, ceea ce permite adaptarea plăcii pentru cele mai variate scopuri.

Plăcile sînt introduse în sertare, grupate după funcţia îndeplinită, prevăzute cu şiruri speciale de cleme (fig. 7).

Toate sertarele de la *PC*, respectiv *PE*, sînt montate în cîte un dulap metalic cu uşi pe ambele feţe, în care sînt prevăzute şi toate aparatele de control, protecţie şi supraveghere necesare (fig. 8).

Fiecare dulap se alimentează de la o baterie de acumulatoare de capacitate redusă, cu tensiune de 12 V, funcţionînd în paralel cu un redresor şi destinată exclusiv acestei utilizări. De la această tensiune se alimentează releele de execuţie, echipamentul de canal, circuitele de colector ale elementelor logice NICI, cum şi un convertizor static 12/6 V care furnizează tensiunea de polarizare pentru acestea.

Această soluţie de alimentare asigură continuitatea în alimentarea obligatorie în instalaţiile energetice, fiind în acelaşi timp simplă şi economică.

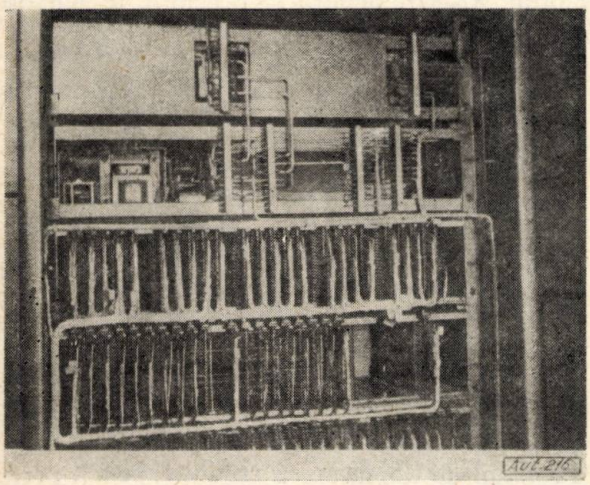


Fig. 7. Vedere din spate a sertarelor.

În dimensionarea elementelor logice ale echipamentului s-a ţinut seamă de variaţiile de tensiune datorate sistemului de alimentare ales. Atît elementele, cît şi întregul echipament au fost supuse la numeroase probe de funcţionare la variaţii de tensiune de $\pm 25\%$ pe părţile de -12 şi $+6$ V, în toate combinaţiile posibile, concomitent cu variaţii de temperatură între $-12°C$ şi $+60°C$. Evident că modul normal de exploatare a bateriei de acumulatoare duce la variaţii de tensiune mai reduse.

Caracteristici tehnice

Transmiterea informaţiilor	cod combinatoric, $2(3) \times C_5^2$.
Măsurile de siguranţă în transmisie	repetarea codului şi compararea la punctul de recepţie.

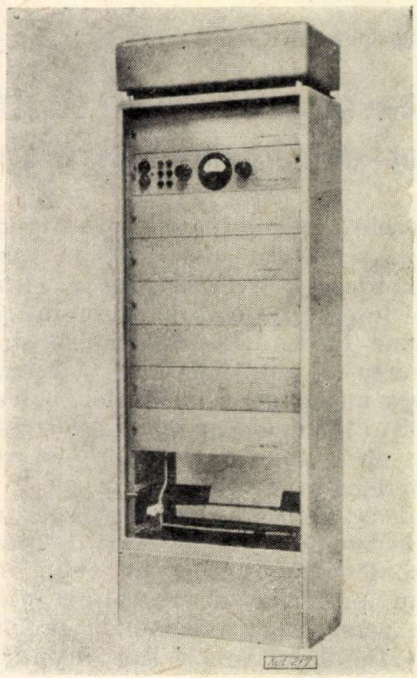


Fig. 8. Vedere din faţă a echipamentului de telemecanică de la *PE*.

Funcţionarea	sporadică ; sincronizare pas cu pas.
Volumul de informaţii	telecomenzi, cereri de telemăsură, comenzi de variaţie, cereri de telereglaj, mărimi de consemn 100 simple ; telesemnalizări 100 simple (50 duble)

Canalul de transmisie	circuit telefonic fizic sau canal de telegrafie armonică cu banda de 240 Hz (pentru viteza telegrafică de 100 baud).
Transmisia pe canal	sistem tritonal cu deviaţie de frecvenţă $\Delta f = \pm 60$ Hz.
Timpii de funcţionare	durata unui cod (*TC* sau *TS*) la viteza de 100 baud — 0,5 s; durata prevăzută pentru execuţie *TC* 0,6 s; *TS* 0,12 s; durata citirii unei memorii de semnalizare 80 μs.
Realizarea constructivă	tranzistorizat 100% (exceptînd releele de execuţie).
Alimentarea	baterie de acumulatoare 12 V funcţionînd în tampon cu un redresor alimentat de la reţea; consum: reţea 220 V±20% 2,2 A, baterie de acumulatoare 12 V±10% 5 A.
Domeniul de temperatură	−5°C ÷ +40°C.

Cd. şt. tehn. ing. AL. POPA

Folosirea calculatoarelor electronice analogice pentru determinarea vitezelor de circulaţie şi a timpilor de mers

În prezent, calculatoarele electronice sînt folosite pe scară tot mai largă la rezolvarea problemelor legate de transportul pe calea ferată. Probleme importante ca, de exemplu, calculele de tracţiune, întocmirea graficelor de circulaţie, determinarea capacităţii de trafic şi de transport, conducerea automată a trenurilor, calculele de rentabilitate tehnico-economică a sistemelor de tracţiune etc. pot fi rezolvate cu ajutorul calculatoarelor electronice.

La unele administraţii de cale ferată, calculatoarele electronice se folosesc atît pentru rezolvarea problemelor curente de exploatare, cît şi a unor probleme de cercetare ştiinţifică, legate de perspectiva exploatării cît mai raţionale a materialului rulant sau de proiectarea noilor linii de cale ferată.

Pentru rezolvarea problemelor de tracţiune, în general, se folosesc calculatoarele electronice analogice, iar pentru restul problemelor legate de exploatarea căilor ferate se folosesc calculatoarele electronice cifrice (digitale). În ultimul timp, pentru rezolvarea problemelor de tracţiune sînt folosite şi calculatoarele electronice cifrice.

În procesul de organizare a circulaţiei trenurilor un rol important îl au graficele de circulaţie. Pentru întocmirea acestor grafice de circulaţie este necesar să se stabilească întîi vitezele de circulaţie şi timpii de mers ai trenurilor între staţii. În acest scop se obişnuieşte să se traseze curbele $V = f(s)$ şi $t = f(s)$, care sînt cunoscute sub denumirea de curbe de circulaţie a trenurilor. Aceste curbe sînt folosite nu numai la întocmirea graficelor de circulaţie a trenurilor, ci şi pentru rezolvarea altor probleme ca, de exemplu, stabilirea consumului de combustibil sau de energie electrică, proiectarea noilor tipuri de material rulant, proiectarea noilor linii de cale ferată, stabilirea rentabilităţii sistemelor de tracţiune etc.

Toate metodele folosite pînă în prezent pentru determinarea vitezelor de circulaţie şi a timpilor de mers se bazează pe ecuaţia de mişcare a trenului.

Ecuaţia de mişcare a trenului este o expresie matematică a legăturii dintre acceleraţia trenului şi forţa rezultantă care acţionează asupra trenului. Această ecuaţie se prezintă, în general, sub forma:

$$\frac{dV}{dt} = \varphi\,(f_0 - r_t - r_c \mp i - f_f), \qquad (1)$$

în care:

- φ este acceleraţia specifică a trenului;
- f_0 — forţa specifică de tracţiune, kgf/t;
- r_t — rezistenţa specifică la mers a trenului în palier şi aliniament, kgf/t;
- r_c — rezistenţa specifică datorită curbelor, kgf/t;
- i — rezistenţa specifică datorită declivităţilor, kgf/t;
- f_f — forţa specifică de frînare, kgf/t.

Procesul de deplasare a trenului pe un profil variabil se caracterizează prin trei regimuri de

funcţionare; tracţiune (cu consum de energie furnizată de motor), în gol (fără consum de energie dezvoltată de motor) şi frînare.

În perioada de tracţiune, forţa de frînare este zero şi ecuaţia (1) devine :

$$\frac{dV}{dt} = \varphi (f_0 - r_t - r_c \mp i). \tag{2}$$

La mersul în gol, forţa de tracţiune este egală cu zero şi mişcarea se realizează prin consumul de energie cinetică acumulată anterior în masa trenului. În cest caz, ecuaţia de mişcare a trenului devine :

$$\frac{dV}{dt} = -\varphi (r_t' + r_c \pm i), \tag{3}$$

unde r_t' este rezistenţa specifică la mers a trenului la funcţionarea fără regim de tracţiune.

În timpul frînării forţa de tracţiune fiind, de asemenea zero, ecuaţia de mişcare are forma :

$$\frac{dV}{dt} = -\varphi (r_t' + r_c \pm i + f_f). \tag{4}$$

Prin integrarea ecuaţiei de mişcare a trenului (1) se determină viteza de circulaţie şi timpii de mers, adică funcţiile :

$$t = \frac{1}{\varphi} \int \frac{dV}{f_0 - r_t - r_c \mp i - f_f}; \tag{5}$$

$$s = \frac{1}{\varphi} \int \frac{V\,dt}{f_0 - r_t - r_c \mp i - f_f}; \tag{6}$$

$$s = \int V\,dt. \tag{7}$$

Din aceste relaţii generale se pot obţine cazurile particulare pentru perioada de tracţiune, mersul în gol sau frînat.

Pînă în prezent, la C.F.R., integrarea ecuaţiei de mişcare a trenului, în scopul determinării vitezelor de circulaţie şi a timpilor de mers, s-a făcut cu ajutorul unor metode manuale aproximative. Rezultatele obţinute sînt satisfăcătoare din punctul de vedere al erorilor, dar necesită un volum mare de lucru.

Dacă se are în vedere că forţa specifică de acceleraţie, rezistenţa specifică la mers a trenului în palier şi aliniament şi forţa specifică de frînare sînt funcţii de viteză, şi dacă se consideră profilul simplificat, rezistenţa datorită declivităţii (în timpul deplasării trenului pe acelaşi element de profil) fiind constantă, ecuaţia de mişcare a trenului capătă forma generală :

$$\frac{dV}{dt} = \varphi f(V). \tag{8}$$

Prin integrarea acestei funcţii se obţin relaţiile :

$$t = \frac{1}{\varphi} \int \frac{dV}{f(V)}; \tag{9}$$

$$s = \frac{1}{\varphi} \int \frac{V\,dV}{f(V)}; \tag{10}$$

$$s = \int f(t)\,dt. \tag{11}$$

Pentru integrarea ecuaţiilor (9÷11) cu ajutorul unui calculator electronic este necesar să se realizeze un model electronic care să realizeze un proces analog cu procesul descris de ecuaţia (8). Acest model se poate realiza, dacă la intrare sistemul electric primeşte o tensiune U care este echivalentă cu forţa specifică de acceleraţie, iar în raport cu timpul această tensiune se modifică după aceeaşi lege ca şi forţa specifică de acceleraţie.

Un astfel de model trebuie descris de o ecuaţie de forma :

$$\frac{dU}{dt} = f(U), \tag{12}$$

care este analogă cu ecuaţia (8).

Dacă acest proces este realizat rezultă că la ieşirea din circuitul electric se obţine o tensiune echivalentă cu viteza de circulaţie, adică funcţia $U = f(t)$ echivalentă cu funcţia $V = f(t)$.

Un asemenea model permite integrarea ecuaţiei de mişcare a trenului prin integrarea ecuaţiei modelului.

Pentru integrarea ecuaţiei de mişcare a trenului s-au construit calculatoare electronice cu acţiune continuă (analogice) specializate. Aceste calculatoare au fost realizate astfel încît starea lor electrică este descrisă prin aceeaşi ecuaţie ca şi ecuaţia de mişcare a trenului.

În scopul intregrării ecuaţiei de mişcare a trenului cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice este necesar să se stabilească coeficienţii de proporţionalitate dintre tensiuni şi valorile reale ale variabilelor.

Coeficienţii de proporţionalitate se pot stabili astfel :

— pentru spaţiu :

$$K_s = \frac{U_s}{s}, \ \mathrm{V/km};$$

— pentru viteză :

$$K_v = \frac{U_v}{V}, \ \mathrm{V/km/h};$$

— pentru forţele specifice :

$$K_f = \frac{U_{f0}}{f_0} = \frac{U_r}{r_t} = \frac{U_{ff}}{f_f}, \ \frac{V}{\mathrm{kgf/t}};$$

— pentru rezistenţa specifică datorită curbelor:

$$K_c = \frac{U_c}{r_c}, \frac{V}{\mathrm{kgf/t}};$$

— pentru rezistenţa specifică datorită declivităţilor :

$$K_i = \frac{U_i}{i}, \frac{V}{\mathrm{kgf/t}};$$

— pentru timp :

$$K_t = \frac{U_t}{t}, \frac{V}{\min}.$$

Prin înlocuirea acestor valori în ecuaţia (1) se obţine :

$$\frac{\frac{dU_v}{K_v}}{\frac{dU_t}{K_t}} = \varphi\left(-\frac{U_{f0}}{K_{f0}} - \frac{U_r}{K_r} - \frac{U_c}{K_c} \mp \frac{U_i}{K_i} - \frac{U_{ff}}{K_{ff}}\right)$$

sau :

$$\frac{dU_v}{dU_t} = \frac{K_v}{K_t}\,\varphi\left(\frac{U_{f0}}{K_{f0}} - \frac{U_r}{K_r} - \frac{U_c}{K_c} \mp \frac{U_i}{K_i} - \frac{U_{ff}}{K_{ff}}\right). \quad (13)$$

Pornindu-se de la relaţia :

$$\frac{ds}{dt} = \frac{1}{60} V,$$

şi avîndu-se în vedere coeficienţii de proporţionalitate se obţine :

$$\frac{dU_s}{dU_t} = \frac{1}{60} \cdot \frac{K_s}{K_t K_v} U_v. \quad (14)$$

Rezolvarea ecuaţiilor (13) şi (14), la deplasarea trenului pe o anumită secţie, trebuie făcută pentru fiecare element de profil în parte.

Schema de principiu a unui calculator electronic analogic, destinat integrării ecuaţiei de mişcare a trenului, este dată în figura 1.

După cum rezultă din această figură un calculator electronic specializat pentru integrarea ecuaţiei de mişcare a trenului este format din următoarele blocuri principale : *1* — generator funcţional ; *2* — dispozitiv specializat pentru introducerea în maşină a caracteristicilor liniei (i, r_c, s) ; *3* — sumator ; *4* — dispozitiv pentru

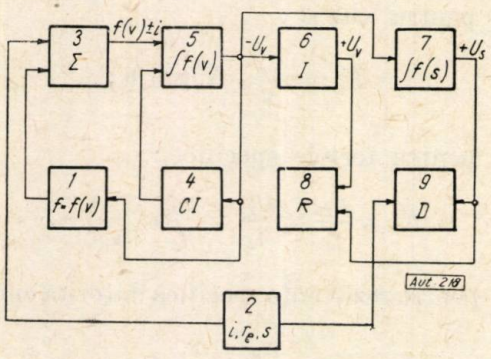


Fig. 1

introducerea condiţiilor iniţiale (viteza iniţială de mers etc.) ; *5* — integrator de viteză ; *6* — inversor ; *7* — integrator de spaţiu ; *8* — dispozitiv de înregistrare a rezultatelor ; *9* — dispozitiv care serveşte la modificarea ecuaţiei de mişcare a trenului, la trecerea de pe un element de profil pe altul.

Generatorul funcţional *1* serveşte la introducerea în calculator a părţii drepte a ecuaţiei de mişcare a trenului, transformată sub aspectul

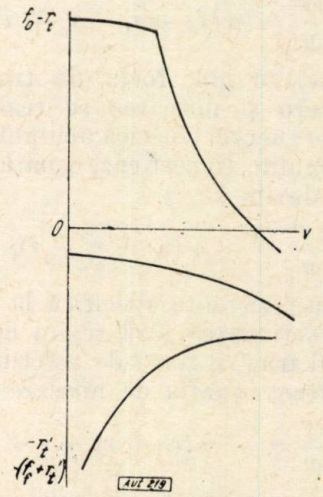


Fig. 2

tensiunilor electrice, pentru cele trei regimuri de funcţionare a locomotivei.

Cu ajutorul generatorului funcţional în general se introduce partea dreaptă a ecuaţiei de mişcare a trenului la mersul acestuia pe un profil situat în palier şi aliniament, iar influenţa curbelor şi declinităţilor liniei sînt luate în considerare cu ajutorul unui dispozitiv special *2*.

Ecuaţia de mişcare a trenului, pentru circulaţia trenului pe un profil situat în palier şi aliniament, se obţine din relaţiile (2÷4), în funcţie de regimul de funcţionare a locomotivei, în care $i = 0$ şi $r_c = 0$.

Generatoarele funcţionale sînt de diferite

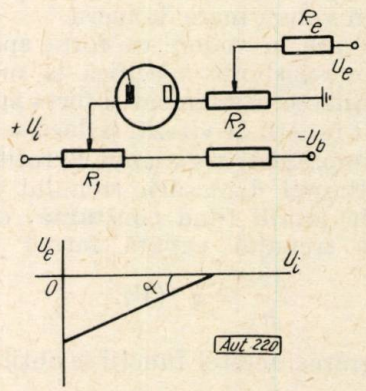


Fig. 3

tipuri, în funcţie de ecuaţia ce trebuie reprodusă. Se folosesc în general generatoare funcţionale cu diode (tuburi electronice sau elemente semiconductoare), potenţiometre, divizoare de tensiune.

La unele calculatoare electronice, ca de exemplu la calculatorul electronic ATR-1 folosit la căile ferate din U.R.S.S. pentru efectuarea calculelor de tracţiune, ecuaţia de mişcare a trenului se reproduce sub forma de curbe, realizate prin segmente de dreaptă. Aceste curbe se numesc curbele forţelor specifice de acceleraţie şi sînt descrise de funcţiile : $f_0 - r_t = f(v)$, $-r'_t = f(v)$ şi $-(r'_t + f_f) = f(v)$ şi au alura din figura 2.

Pentru aproximarea liniară a acestor curbe, generatorul funcţional este realizat cu diferite scheme de diode care au caracteristici liniare $U_e = f(U_i)$, adică tensiunea de ieşire variază liniar în funcţie de tensiunea de la intrare. În figurile 3 şi 4 sînt date două scheme de diode şi caracteristicile $U_e = f(U_i)$ ale acestora.

Cu ajutorul unor astfel de diode, fiecare lucrînd pentru anumite intervale de tensiune, şi prin combinarea mai multor circuite se pot prezenta curbele forţelor specifice de acceleraţie prin segmente de dreaptă (fig. 5).

Pentru reprezentarea curbei $U_e = f(U_i)$, care să aibă aceeaşi lege de variaţie ca şi curba $f_0 - r_t = f(V)$, sînt necesare un număr de diode egal cu numărul de segmente ale curbei. În figura 6 este reprezentată curba $U_e = f(U_i)$ prin segmente de dreaptă.

Generatorul funcţional transmite tensiunea de ieşire U_e sumatorului *3*, tensiune care este proporţională cu $f_0 - r_t - f_f$.

Dispozitivul *2* permite modelarea termenilor $\pm i$, $-r_c$, din ecuaţia de mişcare a trenului. Cu ajutorul lui se transmit sumatorului tensiuni proporţionale cu declivitatea i şi rezistenţa datorită curbelor r_c, corespunzătoare fiecărui element de profil.

Dispozitivul de însumare *3* realizează suma algebrică a tensiunilor primite de la generatorul funcţional *1* şi de la dispozitivul *2* şi dă la ieşire o tensiune proporţională cu valoarea forţei specifice de acceleraţie, $U_T = f(V) \pm i$.

Dispozitivul *4* permite luarea în considerare a condiţiilor iniţiale de calcul, deoarece ecuaţia de mişcare a trenului se integrează pentru fiecare element de profil în parte.

Integratorul de viteză *5* primeşte de la sumator tensiunea proporţională cu forţa specifică de acceleraţie, efectuează integrala $U_v = \int U_T \, dt$ şi dă la ieşire o tensiune $+U_v$ proporţională cu viteza de circulaţie $\left(U_v = \frac{1}{K_v} V\right)$; deci se obţine funcţia $-U = f(t)$, proporţională cu funcţia $V = f(t)$, dar cu semn schimbat.

Inversorul *6* schimbă semnul tensiunii şi o transmite dispozitivului de înregistrare *8*.

Integratorul *7* primeşte tensiunea de la integratorul 5, efectuează integrala $U_s = \int U_v \, dt$ şi dă la ieşire o tensiune proporţională cu drumul parcurs de tren, adică funcţia $U_s = f(s)$, care este proporţională cu funcţia $s = f(t)$.

Dispozitivul de înregistrare 8 primeşte tensiunile de la integratoarele *5* şi *7*, proporţionale cu funcţiile $V = f(t)$ şi $s = f(t)$, şi înregistrează rezultatele sub formă de curbe $U_v = f(t)$ şi $U_s = f(t)$. În ceea ce priveşte timpul de mers, acesta se poate obţine fie în cifre, fie înregistrat pe bandă.

Deoarece ecuaţia de mişcare a trenului se integrează pentru fiecare element de profil, calculatorul electronic este prevăzut cu un dispozitiv automat care comandă introducerea în sumatorul *3* a tensiunilor proporţionale cu rezistenţa datorită curbelor şi declivităţilor corespunzătoare fiecărui element de profil. Acest lucru se realizează prin compararea tensiunii proporţionale cu drumul parcurs de tren, cu tensiunea proporţională cu lungimea elementelor de profil.

Cu ajutorul unui astfel de calculator se poate integra ecuaţia de mişcare a trenului pentru toate regimurile de funcţionare a locomotivei. Procesul de integrare, pentru toate situaţiile,

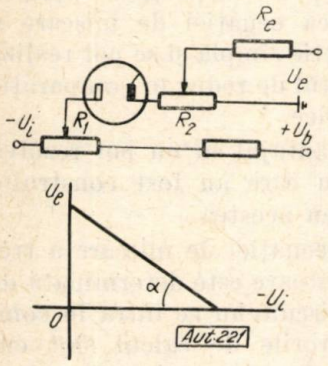


Fig. 4

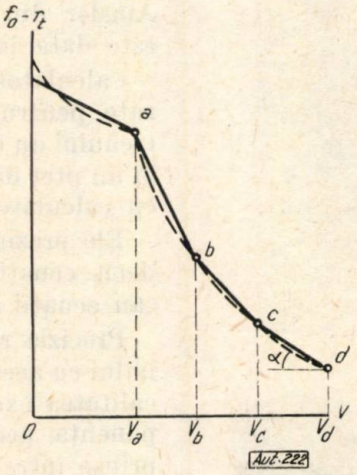


Fig. 5

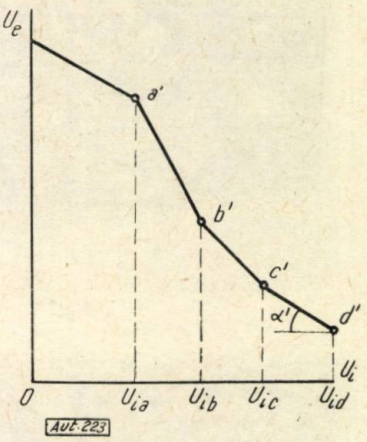


Fig. 6

este analog, cu deosebirea că generatorul funcţional reproduce ecuaţia corespunzătoare regimului respectiv de funcţionare a locomotivei.

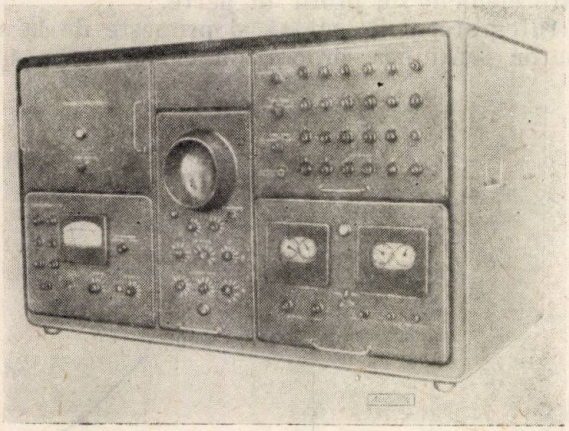


Fig. 7

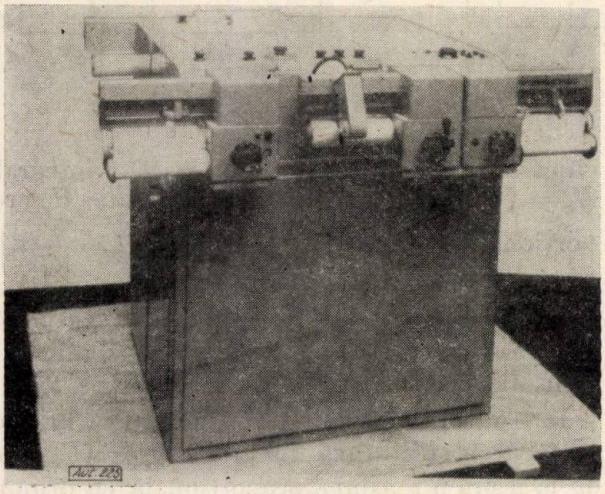


Fig. 8

Un calculator care are la bază un asemenea principiu de funcţionare a fost realizat în U.R.S.S. Vederea generală a acestuia este dată în figura 7.

Calculatoare automate pentru integrarea ecuaţiei de mişcare a trenului au fost realizate şi în alte ţări, ca de exemplu S.U.A., Franţa, R.F.G., Japonia.

Un calculator automat pentru efectuarea calculelor de tracţiune a fost construit de firma Amsler din Elveţia, a cărui vedere generală este dată în figura 8.

Calculatoarele electronice analogice specializate pentru integrarea ecuaţiei de mişcare a trenului au o construcţie simplă şi se pot realiza la un preţ de cost destul de redus în comparaţie cu calculatoarele cifrice.

Ele prezintă dezavantajul că nu pot rezolva decît ecuaţiile pentru care au fost construite sau ecuaţii similare cu acestea.

Precizia rezolvării ecuaţiei de mişcare a trenului cu aceste calculatoare este determinată de calitatea executării circuitelor ce intră în componenţa acestora. Erorile de calcul sînt cuprinse între 1 şi 10%. Precizii mai mari se pot realiza, dar se scumpeşte considerabil calculatorul.

BIBLIOGRAFIE

[1] Boiangiu, D., Nicolau, E. şi Niţă, C. *Instrumente, dispozitive şi maşini matematice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1962.

[2] Nicolau, E. *Maşini analogice de calcul* (curs litografiat). Bucureşti, A.S.I.T., 1960.

[3] Rozenfeld, V. E., Isaev, I. L. şi Sidorov, N. N. *Elektriceskia tiaga.* Moscova, Transjeldorizdat, 1962.

[4] Babicikov, A. M. *Tiaga poezdov.* Moscova, Transjeldorizdat, 1962.

[5] Stanislav, S. *Zastosowanie maszyn matematycznuch do obliczen trakcyjnych.* În: Probl. kolejn, nr. 22—23, 1963.

ACTUALITĂŢI

Introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor tehnologice în fabricile de hîrtie

În rubrica de faţă s-a mai comentat introducerea calculatoarelor în această industrie. Dezvoltarea industriei hîrtiei la noi şi producţia mare a noilor unităţi justifică o preocupare permanentă pentru adoptarea metodelor care s-au dovedit eficiente în situaţii comparabile din alte ţări. În acest sens trebuie examinată introducerea unui calculator pentru a conduce „on-line" o parte din procesul tehnologic dintr-o fabrică de hîrtie cu o producţie medie, din Anglia. Beneficiile provin din îmbunătăţirea calităţii hîrtiei şi din mărirea productivităţii utilajului şi se estimează că în doi ani se va recupera costul investiţiei. Reducerea manoperei nu a fost prevăzută, pentru că în secţia introdusă în această conducere lucrează numai şase lucrători pe schimb.

Procesul tehnologic într-o asemenea fabrică are loc în trei secţii; secţia de preparare a materiei prime, secţia în care celuloza din lemn este transformată în pastă pentru hîrtie, şi secţia de uscare. În cazul citat [1], secţia a doua este condusă printr-un calculator (fig. 1), introducerea celorlalte două fiind prevăzută în etapele următoare. Variabilele care se controlează prin calculator sînt: debitul de materie primă 1, debitul de adaosuri 2, presiunea în rezervor 3, grosimea stratului 4, şi viteza maşinii 5. Pentru primii 3 parametri, calculatorul modifică numai mărimile de referinţă din regulatoarele respective. Pentru grosimea stratului, calculatorul comandă direct elementul de execuţie, iar pentru viteza maşinii, calculatorul comandă motorul respectiv. Celelalte variabile ale procesului sînt legate în cascadă în aceste sisteme de reglare şi nu figurează în figura 1. Aceste trei ieşiri ale calculatorului 6 comandă dispozitivele de măsură ale greutăţii hîrtiei pe unitatea de suprafaţă. Stabilirea şi reglarea acestei greutăţi constituie una dintre dificultăţile întîmpinate în automatizare şi pentru soluţionarea căreia s-a recurs la sisteme de reglare cu intrări statistice. O a doua reglare dificilă se referă la calitatea şi aspectul hîrtiei care depind de toţi factorii menţionaţi mai înainte şi pe care calculatorul îi modifică fără a modifica greutatea pe unitatea de suprafaţă.

Dacă este cerută hîrtie de alte grosimi, sînt necesare modificări în parametrii procesului, ceea ce necesită un timp îndelungat. Cu ajutorul calculatorului aceste modificări se fac într-un timp scurt prin panoul pe care operatorul îl are la dispoziţie.

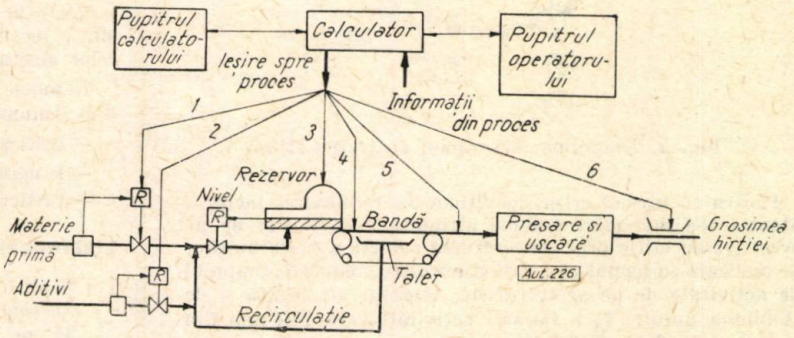


Fig. 1. Conducerea prin calculator a secţiei umede. Intrările din proces spre calculator nu s-au indicat.

Se estimează că instalarea calculatorului în felul descris va aduce următoarele avantaje:

— o creştere a producţiei finale cu 5%;

— o reducere de 50% din timpul pierdut pentru modificarea grosimii;

— o reducere de 15% din deşeuri.

Se estimează că pentru a extinde conducerea prin calculator şi la celelalte două secţii ale procesului vor fi necesare studii şi experimentări care vor dura trei ani.

BIBLIOGRAFIE

[1] *** *Papermaking joins the ranks of computer-controlled processes.* În: Control, mai 1965.

Metode moderne pentru planificarea şi controlul activităţilor complexe şi de proporţii mari

Asemenea metode moderne se aplică, de exemplu, în construcţia unui complex chimic, la executarea unei instalaţii de automatizare importantă sau orice altă lucrare în care este esenţial să se reducă timpul de realizare, cheltuielile, sau să se întrebuinţeze corect resursele disponibile.

În toate aceste metode cunoscute sub diferite prescurtări (indicate la finele notei) se examinează trei faze ale lucrării: 1) programarea; 2) planificarea detaliată în timp, şi 3) controlul.

În prima fază se întocmeşte planul de lucru pentru proiect şi secvenţele în care proiectul se realizează. În figura 1 se arată o diagramă care reprezintă relaţiile în timp dintre diferitele lucrări sau activităţi care formează proiectul complet, cum şi dependenţa logică dintre fiecare activitate şi celelalte. Fiecare activitate este reprezentată printr-o linie săgeată, indicînd sensul de dezvoltare în timp. Un nod pe această diagramă reprezintă un eveniment care marchează terminarea tuturor activităţilor care sosesc în nodul respectiv. În figura 1, activitatea E poate începe numai după ce a avut loc evenimentul 2, adică atunci cînd s-au terminat activităţile A şi D.

Un exemplu mai complex este arătat în figura 2, în care s-au indicat şi duratele estimate pentru fiecare activitate. În acest caz, în noduri se indică în pătrate şi timpul minim necesar pentru ca o activitate, condiţionată de îndeplinirea celor precedente, să poată începe din nodul respectiv. Acest timp minim după care poate începe o nouă activitate este determinat de traseul care reprezintă suma maximă a timpilor pentru activităţile care condiţionează un eveniment. Traseul critic în cazul figurii 2 pentru întreaga activitate este: 0—1—3—5—6—7, indicat cu linie dublă, care determină timpul total pentru executarea lucrării, adică: 5 + 7 + + 5 + 5 + 3 = 25.

Parcurgînd diagrama invers, se pot stabili timpii în care celelalte evenimente pot avea loc fără a afecta realizarea

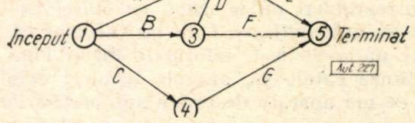


Fig. 1. Diagrama secvenţelor.

ansamblului lucrării în timpul minim prevăzut. Aceste termene sînt indicate în fiecare nod în cercuri.

Din acest din urmă calcul rezultă că, în afara traseului critic, celelalte evenimente pot avea loc la date mai înde-

părtate decît cele minime din dreptunghiuri. De exemplu, evenimentul 4 poate avea loc în itmpul 18 în loc de 15, ceea ce permite deci o oarecare libertate în realizarea activităţilor care determină evenimentul 4.

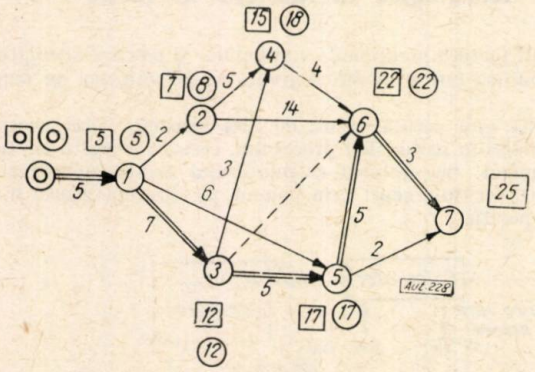


Fig. 2. Diagrama secvenţelor cu traseu critic.

Pentru că traseul critic condiţionează terminarea lucrării, atenţia cea mai mare trebuie atribuită activităţilor de pe acest traseu critic prin concentrarea corectă a posibilităţilor de realizare cu scopul păstrării şi, eventual, reducerii timpului de activitate de pe acest traseu. Aceasta este legată şi de stabilirea duratei t_a a fiecărei activităţi care într-una din metode este dată de relaţia :

$$t_a = \frac{1}{6}(a + 4m + b),$$

în care : a este durata optimistă, adică cea mai redusă ; m — durata cea mai posibilă, şi b — durata cea mai pesimistă. Incertitudinile introduse întrebuinţînd o asemenea formulă sînt caracterizate de factorul σ^2 dat de :

$$\sigma^2 = \left[\frac{b - a}{6}\right]^2,$$

ceea ce permite să se introducă un factor de probabilitate Z :

$$Z = \frac{T_s - T_e}{\sigma_t},$$

în care : T_s este timpul programat ; t_e — timpul sperat pentru un eveniment şi σ_t^2 — suma termenilor σ^2 considerate pentru activităţile intermediare. O valoare mică pentru Z indică o îndoială în ce priveşte realizarea planificării, ceea ce necesită o reexaminare a activităţilor şi o replanificare a mijloacelor afectate acestora.

Metodele pentru planificare în felul schiţat sînt cunoscute dub denumirea :

— Critical Path Method (CPM).
— Programme Evaluation Review Techniques (PERT).
— Critical Path Planning and Scheduling (CPPS).

BIBLIOGRAFIE

[1] Martino, R. L. *Applying Critical Path Method to System Design and Instalation.* În : Control Enginnering, **10**, nr. 2, 1963.
[2] Sumray, E. J. *Planning with the Critical Path. An Introduction.* În : Process Control and automation, **12**, nr. 4, 1965.
[3] Federal Electric Corp. *A programmed Introduction to PERT.* New York, John Wiley, 1963.
[4] Costake, N. *Metoda de planificare PERT.* În : Automatică, telemecanică, metrologie, nr. 2, 1964.

Întreprinderi specializate în realizarea automatizărilor industriale

În ultimul timp s-au creat în unele ţări organizaţii a căror activitate cuprinde proiectarea, executarea şi întreţinerea preventivă a instalaţiilor de automatizare. Aceste organizaţii specializate au dezvoltat metode şi structuri originale pe care le vom expune în cuprinsul acestei note.

Instalaţiile automate au evoluat spre o complexitate crescîndă care nu mai poate fi exprimată convenabil sub formă analitică, fiind necesară o excelentă cunoaştere empirică a lor pentru a putea degaja aspectele esenţiale ale automatizării unei instalaţi industrale. Aceasta explică constatarea generală că, în cadrul acestor întreprinderi specializate, se găsesc echipe de ingineri cu o experienţă întinsă în exploatarea şi construcţia uzinelor avînd procedee continue.

Un alt aspect legat de profilul întreprinderii de tip nou derivă din înaltul nivel tehnologic al noilor instalaţii, care pentru a fi înţeles cere ca tehnicienii şi inginerii automatişti să aibă o bază teoretică solidă în numeroase domenii. În felul acesta pot fi întrebuinţate corect automatizările de concepţie nouă aplicate în ultimii ani. Pe de altă parte este necesară o formaţie matematică pentru înţelegerea teoriei sistemelor automate în circuit închis sau secvenţiale care apar în realizarea actuală a instalaţiilor automate.

Aceste întreprinderi nu se ocupă de obicei cu fabricarea elementelor de automatizare. Este însă necesar ca în cadrul lor să existe un serviciu de informaţii foarte bine organizat pentru a difuza cataloage, articole tehnice, detalii asupra dezvoltării de noi aparate destinate automatizărilor.

Operaţiile tehnice care se execută într-o asemenea organizaţie sînt, expuse simplificat, următoarele :

— Studii preliminare avînd ca scop, pornind de la datele de bază ale unităţii de producţie considerate, să precizeze principiile generale ale automatizării, aparatura de automatizare şi să adapteze gradul de automatizare la efectul economic care se obţine. În cadrul acestor studii preliminare se precizează deci : a) principiile generale ale conducerii automate (automatizare locală, automatizare centralizată pentru întreaga unitate ; b) determinarea semnalelor care sînt emise de traductoare şi natura lor (pneumatică, electronică, numerică) ; c) ordinul de mărime al costului soluţiilor propuse şi, ţinînd seamă de necesităţile tehnice, adaptarea soluţiilor la avantajele economice estimate.

— Proiecte de execuţie şi dosare tehnice pentru montare. În acest stadiu se face alegerea definitivă a aparaturii. În acest scop, întreprinderile de acest tip au fişe tehnice detaliate ale aparaturii propuse, pentru a le putea compara cu cerinţele specifice, în fiecare caz. Cerinţele sînt expresia experienţei căpătate de organizaţia respectivă, comparate cu acelea ale beneficiarului instalaţiei. În scopul executării instalaţiilor conform normelor se realizează unele documentaţii de execuţie referitoare la canalizări, scheme de conexiuni etc., care constituie în ansamblu dosarul tehnic necesar echipelor de montaj. În aceeaşi grupă trebuie cuprinse instrucţiunile generale de montaj, punere în funcţiune şi întreţinere, pentru ansamblul aparaturii. Această informaţie permite între altele să se stabilească lista pieselor de schimb şi să se precizeze condiţiile contractelor de întreţinere şi de verificări periodice.

O atenţie deosebită se acordă, în special în ultimul timp, sălii de comandă centrală, a cărei proiectare este actualmente obiectul a numeroase şi detaliate studii privind : amplasarea şi dimensionarea corectă a sălii de comandă, o judicioasă instalare a aparaturii de panouri, estetica instalaţiilor şi confortul pentru operatori.

În ceea ce priveşte montajul, punerea în funcţiune şi întreţinerea aparaturii de automatizare, o transformare profundă a avut loc în ultimii ani în ceea ce priveşte tehnicienii care au sarcina executării acestor lucrări. Introducerea sistemelor de reglare electronice complicate, tendinţa spre

măsurări foarte precise, introducerea de parametri noi măsuraţi cu aparatură bazată pe principii uneori foarte subtile, necesită prezenţa pe şantierele de montaj a unui personal de înalt nivel tehnic.

O schimbare importantă este în curs, de asemenea, în ceea ce priveşte concepţiile asupra întreţinerii acestor instalaţii. Se prevăd revizii periodice ale aparaturii — întreţinere preventivă — în cursul cărora se examinează toate piesele susceptibile de defecţiuni şi care au fost menţionate de la început în fişele individuale. O tendinţă care cîştigă mereu noi adepţi este ca aceste operaţii să se facă de asemenea de întreprinderi avînd ca specific realizarea de automatizări industriale. Din expunerea sumară de mai sus se poate trage concluzia că rolul întreprinderilor de acest fel va fi din ce în ce mai important în anii viitori.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gillet, I. D. *L'entreprise de contrôle industriel.* În: Mesures, régulation, automatisme, martie 1965.

Camerele centrale de operator cu aparatură de automatizare [1]

Dimensionarea, aranjamentul tehnic, culoarea panourilor şi pereţilor în camerele de comandă din marile unităţi industriale moderne au făcut în ultimul timp obiectul a numeroase cercetări tehnice şi psihologice. În cele ce urmează se vor reproduce cîteva dintre concepţiile actuale în această privinţă şi care se aplică în special instalaţiilor noi.

Proiectarea camerei în care se găsesc panourile cu aparatură trebuie să aibă în vedere atît un aranjament iniţial satisfăcător, cît şi modificările şi adăugările potenţiale în procesul tehnologic. Este important în proiectarea camerei de comandă şi a panourilor cu care este dotată să se ţină seamă de amploarea finală a procesului tehnologic. Bineînţeles, trebuie să se prevadă o capacitate disponibilă pentru amplificările viitoare ale instalaţiei, cum şi posibilitatea unei scoateri din funcţiune a instalaţiei dacă nu este posibilă o amplificare a aparaturii.

De fapt sînt două concepţii în ce priveşte aranjamentul aparaturii de automatizare, care sînt arătate în figurile respective. În figura 1 aparatura este adusă pe panouri care se referă la faze specifice din proces, presupuse patru în cazul reprodus. Se începe de la panoul 1 de la care se controlează şi se conduc diferitele operaţii începînd cu introducerea materiei prime şi se termină, după parcurgerea a două etape intermediare, cu panoul 4 din etapa care corespunde cu livrarea produsului finit. Dacă la fiecare dintre aceste panouri există un operator, acest aranjament poate să funcţioneze destul de bine. Cu o dotare de operatori mai redusă, această soluţie nu dă rezultate satisfăcătoare. Aceeaşi informaţie se poate

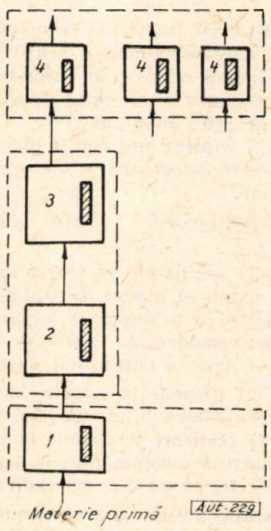


Fig. 1. Soluţie cu cameră de operator şi panouri de aparatură în fiecare secţie de fabricaţie.

obţine cu aranjamentul din figura 2, în care caz indicaţiile primite din instalaţie pot fi înregistrate pe înregistratoare multiple. Este evident că în acest caz operatorul are o supraveghere mai completă şi mai eficientă a procesului. În acelaşi timp atît operatorul, cît şi aparatura, sînt plasate în condiţii de mediu mult mai avantajoase.

Pentru a se adopta soluţia din figura 2 este necesară însă o examinare amănunţită a sarcinilor operatorului, pentru că el poate conduce corect procesul numai dacă, pe de o parte,

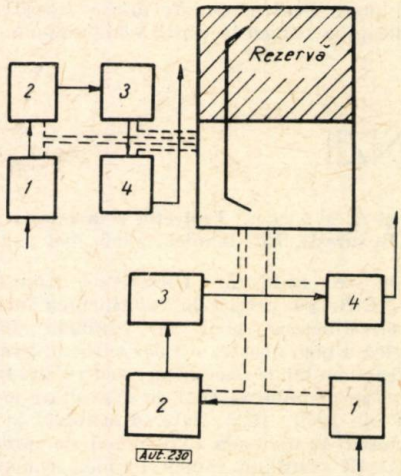


Fig. 2. Soluţie cu o singură cameră de comandă; liniile punctate arată legăturile dintre proces şi aparatura din camera de comandă.

primeşte şi înţelege toate informaţiile necesare din proces, şi pe de altă parte, dacă poate, cu aparatura de care dispune, să facă modificările în proces în timp util. Din acest punct de vedere o primă examinare trebuie făcută în legătură cu lungimea totală a panourilor pe care le poate supraveghea un singur operator. Această lungime depinde de numărul parametrilor care determină stabilitatea procesului şi pe care operatorul trebuie, eventual, să-i modifice, de densitatea aparaturii de pe panouri şi, de asemenea, de felul în care această aparatură îi transmite informaţiile. Peste o lungime de 6—8 m este imposibil pentru un operator să vadă şi să ia notă de modificări. Deplasarea de la un loc la altul nu este de asemenea de recomandat pentru că în felul acesta operatorul tinde să piardă din vedere corelaţia dintre diferitele părţi ale procesului.

Alegerea locului unde se instalează pupitrele de comandă necesită de asemenea o atenţie deosebită. Factorii de care trebuie să se ţină seamă sînt: 1) atmosfera corosivă; 2) instalaţia în interior sau exterior; 3) efectele climatului; 4) pericolul de explozie sau foc; 5) condiţiile de curăţenie şi 6) vibraţiile mecanice. Atmosfera corosivă este importantă mai ales dacă panourile cu aparatură sînt aproape de proces şi poate afecta şi alegerea materialului panourilor şi conexiunilor. Deseori interiorul aparatelor este conectat la o sursă de aer curat sub presiune. Umiditatea poate să contribuie la coroziune, dar trebuie mai ales de avut în vedere în legătură cu hîrtia înregistratoarelor. Dacă panourile de comandă sînt plasate în exterior, atunci trebuie să se prevadă o protecţie care să permită schimbarea hîrtiei înregistratoarelor şi în timp de ploaie. Pe asemenea panouri trebuie întrebuinţată

aparatură neminiaturizată, pentru că în asemenea cazuri, din cauza numărului redus de aparate, nu se pune în mod stringent problema reducerii suprafeţei şi pentru că aparatura de dimensiuni mai mari are o rezistenţă mai mare faţă de influenţele atmosferice. Pericolul de explozie constituie un aspect care a dat naştere la discuţii numeroase. Tendinţa cea mai nouă în această privinţă este legată de acceptarea unei aparaturi electrice, considerată intrinsec singură, chiar dacă nu este introdusă într-o casetă antiexplosivă. Această tendinţă, care s-a centralizat în Anglia în standarde, se datoreşte costului ridicat al aparaturii antiexplozive, cum şi volumului mare pe care-l ocupă. Deseori s-a constatat că protecţia aparaturii destinate camerei de comandă contra prafului, cu perioada de montare, lasă de dorit şi din această cauză au fost dificultăţi la punerea în funcţiune a instalaţiilor. În industriile cu mult praf, cum este de exemplu cea a cimentului, camerele de comandă trebuie prevăzute cu o suprapresiune chiar din faza de montare şi trebuie instruit personalul să ţină uşile închise. Defecte serioase pot proveni din vibraţii. Pentru aceasta sînt două remedii : întrebuinţarea unor dispozitive antivibrante şi izolarea generală a camerei de comandă. Această din urmă metodă este indicată în cazul camerelor de comandă mari. Pentru aparate foarte delicate, în orice caz este indicată o suspensie elastică individuală.

Dimensiunile camerei de comandă vor fi determinate în parte de locul în care este situată, dar, în principal, prin felul în care sînt aranjate aparatele, legăturile prin tuburi şi prin circuite, şi de stilul general al panourilor întrebuinţate. Cele mai importante condiţii derivă din felul în care se prevede spaţiul de lucru în spatele panourilor şi de traseele acceptate pentru tuburi şi cabluri. Un minim de distanţă în spatele panourilor este de 1,70 m. Dacă se întrebuinţează aparatură miniaturizată, de obicei adîncimea panoului este de aproximativ 70 cm şi în acest caz trebuie prevăzut între faţa frontală a panoului şi perete cel puţin 2,20 m. În general, tendinţa este spre camere mai luminoase [2]. În ce priveşte culoarea, tendinţa actuală este spre culori vii, deschise (verde, albastru), care au un efect psihologic bun asupra operatorului, tinzînd să-l facă mai receptiv.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wesley T. Dumser. *Instrument panelboard design and construction*. Handbook of applied instrumentation considine and Ross. New York, Mc Graw Hill, 1964.
[2] Waldron, A. I. *Taxe a rew look at the process Control center*. În : Control Eng., nr. 3, 1962.

I. Papadache

RECENZII

S. Călin şi S. Marcu. **Protecţia prin relee a sistemelor electrice**. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965, 466 pag.

După cum se arată în Directivele Congresului al IX-lea al P.C.R. cu privire la valorificarea surselor energetice şi electrificarea ţării în perioada 1966—1975, baza energetică a ţării noastre s-a dezvoltat în ritm susţinut prin realizarea planului de electrificare pentru anii 1951—1960 şi a Directivelor planului şesenal de dezvoltare a economiei naţionale în anii 1960—1965. Puterea instalată în centralele electrice a crescut în perioada 1951—1965 de aproape 5 ori, s-au îmbunătăţit continuu indicii tehnico-economici şi de folosire a capacităţilor de producţie, a fost creat şi dezvoltat sistemul electroenergetic naţional, reţeaua de linii electrice totalizînd peste 95 000 km.

Directivele Congresului al IX-lea al P.C.R. prevăd ca şi în viitor producţia de energie electrică şi termică să crească într-un ritm mai ridicat decît ansamblul industriei.

Pe măsura creşterii puterilor instalate, a extinderii reţelelor electrice şi a interconectării sistemelor energetice, în proiectarea instalaţiilor de protecţie prin relee trebuie rezolvate probleme din ce în ce mai complexe, pentru îmbunătăţirea continuă a calităţii energiei electrice prin asigurarea continuităţii în alimentarea consumatorilor. Datorită acestui fapt, în ultimii ani în literatura tehnică mondială a fost acordat un loc important domeniului protecţiei prin relee şi, pe această linie, apariţia lucrării recenzate — de nivel superior — este binevenită.

Lucrarea este împărţită în 4 părţi, cuprinzînd 14 capitole.

Partea întîi cuprinde capitolele 1 şi 2, fiind destinată prezentării tipurilor de protecţii şi relee, cum şi expunerii calculului curenţilor de scurtcircuit, necesar pentru proiectarea protecţiilor.

În capitolul I sînt prezentate la început tipurile de protecţii şi relee utilizate, fiind apoi expusă aplicarea principiilor ciberneticii în protecţia prin relee, cu operaţiile logice cele mai larg folosite în cadrul protecţiilor. Se insistă asupra tendinţelor moderne în realizarea releelor şi a protecţiilor (relee cu curenţi redresaţi, tranzistoare, traductoare Hall, traductoare Gauss), cum şi asupra celor mai avantajoase scheme pentru compararea amplitudinilor şi controlul defazajelor.

Capitolul 2 este destinat defectelor, regimurilor anormale şi calculului curenţilor de scurtcircuit necesar proiectării protecţiilor. Este expus calculul curenţilor de defect pentru scurtcircuite simetrice şi nesimetrice, fiind prezentate sistemele simetrice ale curenţilor şi tensiunilor, diagramele de variaţie a tensiunilor şi schemele echivalente. Menţionăm că este prima lucrare de protecţie prin relee care conţine calculul curenţilor de scurtcircuit pentru proiectarea protecţiilor, prezentat de altfel concentrat într-un singur capitol, şi considerăm acest fapt ca un merit al lucrării.

Partea a doua (capitolele 3—7) cuprinde protecţiile echipamentului electric din centrale, staţii şi de la consumatori.

În capitolul 3 sînt prezentate protecţiile generatoarelor sincrone racordate la bare colectoare. Pe lîngă schemele de principiu sînt expuse şi scheme logice, la protecţia maximală de curent sînt analizate soluţiile moderne cu filtre de componentă inversă a curentului sau tensiunii ; tot aici este prezentată coordonarea sensibilităţii protecţiilor de pe elemente vecine, atît pentru protecţiile cu filtre, cît şi pentru celelalte. În cadrul protecţiilor diferenţiale este expusă şi o schemă cu traductoare Hall.

În capitolul 4, destinat protecţiei transformatoarelor, este analizată în mod deosebit mărirea sensibilităţii protecţiei diferenţiale prin folosirea releelor cu bobine de frînare, fiind prezentate multe variante interesante de soluţii adoptate la noi în ţară şi în practica mondială.

Capitolele 5, 6 şi 7 cuprind protecţiile blocurilor generator-transformator, barelor colectoare şi motoarelor electrice — asincrone şi sincrone.

Partea a treia (capitolele 8—12) este destinată protecţiei liniilor electrice.

În capitolul 8 este analizată protecţia liniilor radiale, în cadrul căreia este expus şi modul de stabilire a ipotezei de calcul pentru proiectarea protecţiilor împotriva scurtcircuitelor monofazate, cu considerarea tipului de defect care duce la valoarea cea mai mare a curentului de defect.

În capitolul 9 sînt prezentate releele direcţionale şi protecţia liniilor cu alimentare bilaterală, insistîndu-se asupra soluţiei moderne de realizare a releelor direcţionale pentru controlul defazajelor prin intermediul comparării unor amplitudini cu ajutorul releelor cu curenţi redresaţi.

Capitolul 10 tratează protecţia de distanţă, analizîndu-se comparativ diversele tipuri de caracteristici din punctul de vedere al influenţei rezistenţei arcului şi al comportării la suprasarcini şi la pendulări. Sînt expuse modurile de realizare practică a celor mai utilizate caracteristici.

În acest capitol sînt prezentate şi releele de distanţă elaborate la noi în ţară de către prof. C. Penescu : releul de distanţă tranzistorizat cu caracteristică circulară deplasată universală şi releul de distanţă tranzistorizat cu caracteristică eliptică universală. De asemenea, sînt prezentate şi tipurile

de relee de distanţă instalate în reţelele ţării noastre (RD7+, D110, D111, Rd11).

Capitolul 11 cuprinde protecţiile diferenţiale şi comparative ale liniilor, realizate cu conductoare auxiliare, iar în capitolul 12 sînt prezentate protecţiile prin înaltă frecvenţă, cu canale de înaltă frecvenţă prin conductoarele liniei protejate şi cu canale radio.

Partea a patra (capitolele 13—14) este destinată proiectării instalaţiilor de protecţie prin relee.

În capitolul 13 se dau indicaţii pentru determinarea regimurilor limită şi calculul curenţilor de scurtcircuit pentru reglarea şi verificarea protecţiilor de bază şi de rezervă ale generatoarelor, transformatoarelor şi reţelelor, cum şi pentru calculul elementelor de blocare împotriva pendulărilor.

Capitolul 14 cuprinde un exemplu amplu de proiectare a instalaţiilor de protecţie prin relee pentru un sistem energetic format din 2 centrale electrice, 3 staţii coboritoare şi 4 linii.

Sînt calculaţi curenţii de scurtcircuit trifazat şi monofazat, prezentîndu-se apoi alegerea tipurilor de protecţii, calculul valorilor de reglaj pentru protecţiile rapide şi temporizate, cum şi alegerea releelor.

Întreaga lucrare se remarcă prin sistematizarea unui foarte bogat material, prin rigurozitate ştiinţifică şi claritatea expunerii. Este meritul autorilor ca abordînd un domeniu vast, în care la noi în ţară şi pe plan mondial se dezvoltă numeroase cercetări, să reuşească în cuprinsul unui singur volum sintetizarea celor mai noi şi mai bune soluţii, oferind totodată indicaţii deosebit de preţioase atît celor ce se ocupă cu cercetarea, cît şi acelora ce sînt preocupaţi de proiectarea, instalarea şi exploatarea instalaţiilor de protecţie prin relee. Pe lîngă schemele cu aparataj românesc şi cele elaborate sau utilizate la noi în ţară, sînt totodată expuse cele mai importante realizări din tehnica mondială în domeniul protecţiei prin relee.

Trebuie de asemenea apreciată pozitiv prezentarea amplului exemplu de proiectare, un asemenea exemplu fiind pentru prima dată publicat în literatura tehnică de specialitate.

Lucrarea va reprezenta fără îndoială un îndrumar preţios pentru inginerii şi tehnicienii care lucrează în proiectarea, instalarea şi exploatarea instalaţiilor de protecţie prin relee, pentru specialiştii cu preocupări în domeniul cercetării şi fabricării aparatajului necesar instalaţiilor de protecţie prin relee, cum şi pentru studenţii secţiilor corespunzătoare.

S. Florea

A. Milea şi Al. Popovici. **Iniţiere în electronică.** Bucureşti Editura tehnică, 1964, 340 p. 325 fig.

Lucrarea de faţă prezintă noţiuni de bază de electrotehnică şi electronică, la un nivel elementar, însă urmărind totdeauna descrierea fizică corectă a fenomenelor.

Considerată în ansamblu, lucrarea se caracterizează prin efortul autorilor de a face o expunere coerentă de pe poziţii ştiinţifice, recurgînd, atunci cînd este cazul, la explicaţii intuitive.

Lucrarea este constituită din 11 capitole şi, după cum este şi firesc, începe prin expunerea unor noţiuni de electrotehnică.

Prezentarea noţiunilor de electrotehnică începe prin o expunere asupra curentului electric, cu care ocazie se introduce şi noţiunea de electron. După ce se arată cum se măsoară curentul electric, se trece la tensiune electrică, la legea lui Ohm şi la legile lui Kirchhoff.

Se remarcă deci faptul că în această expunere a unor elemente de electrotehnică se adoptă un procedeu clasic.

După ce se introduc unele noţiuni privind gruparea rezistenţelor, se dau noţiuni despre puterea şi energia electrică, după care se prezintă noţiunile de cîmp magnetic şi electric. Se dau de asemenea noţiuni privind regimul alternativ.

Tot în prima parte se arată care sînt parametrii mai importanţi ai pieselor uzuale de radio, capitolul 2 fiind chiar intitulat „Elemente de circuit electric".

Deoarece în electronică oscilaţiile au un rol important, cel de-al treilea capitol este dedicat circuitelor oscilante, capitol în care, plecînd de la unele analogii mecanice, se explică fenomenul de rezonanţă, de oscilaţii libere şi forţate.

Se prezintă şi circuitele serie şi derivaţie ca şi circuitele cuplate.

Capitolul 4 tratează problemele fundamentale ale tuburilor electronice, începînd cu emisia electronică, fenomen ce se expune făcînd să intervină distribuţia electronilor în metale.

Avînd în vedere rolul tot mai mare pe care îl au dispozitivele semiconductoare în tehnica zilelor noastre, capitolul 5 este rezervat acestor elemente de circuit. Astfel, se prezintă conductibilitatea electrică a semiconductoarelor şi se expun proprietăţile diodelor semiconductoare şi ale tranzistoarelor.

Capitolul 6 intitulat „Semnale" constituie o foarte bună introducere în problemele teoriei comunicaţiilor.

În următoarele capitole se tratează pe larg circuitele electronice, prezentîndu-se cu competenţă problemele amplificatoarelor de audio şi radiofrecvenţă şi de curent continuu şi ale oscilatoarelor sinusoidale.

Problemele privind modularea, demodularea şi schimbarea de frecvenţă formează obiectul capitolului 9.

Capitolul 10 tratează problemele circuitelor de impulsuri. Ultimul capitol tratează circuitele de alimentare.

Cartea poate fi utilă tehnicienilor radio şi radioamatorilor, elevilor din învăţămîntul mediu, cum şi tuturor persoanelor care doresc să se iniţieze în problemele radioelectronicii.

Ed. Nicolau

Fr. Bertein. **Bazele electronicii cuantice.** Vol. 1 : Mecanica cuantică a electronilor şi atomilor (Bases de l'électronique quantique. Tome 1 : Mécanique quantique des électrons et atomes). Paris, Eyrolles, 1965, 454 p.

Apariţia domeniului electronicii corpului solid şi a domeniului electronicii cuantice ridică în faţa inginerului electronist problema extinderii pregătirii sale, atît în ceea ce priveşte utilizarea acestor domenii în radioelectronică, cît şi în ceea ce priveşte asigurarea unei baze ştiinţifice care să-i permită o înţelegere aprofundată a noilor procese fizice cu care vine în contact.

Pentru îndeplinirea acestor cerinţe în decurs de un an de zile au apărut două cărţi privitoare la domeniul electronicii cuantice, cărţi ce se adresează în primul rînd inginerului electronist. Prima dintre aceste cărţi, apărută în 1964, aparţine lui A. E. Siegman („Microwave solid-state masers", New York, 1964); a doua este cartea prezentată în această recenzie numai primul volum).

Spre deosebire de cartea lui A. E. Siegman în care, după o trecere în revistă a modului în care apar niveluri energetice ale unui atom datorită diferitelor interacţiuni interne sau externe, se atacă direct problemele amplificării şi generării cuantice. Fr. Bertein preferă să introducă pe cititor în explicarea aprofundată a acestor niveluri, urmînd ca în volumul al doilea să atace domeniul propriu-zis al electronicii cuantice. De aceea cartea recenzată este de fapt o carte de mecanică cuantică, care se adresează inginerului electronist.

Lectura cărţii presupune că cititorul are cunoştinţe prealabile de mecanică cuantică, cunoştinţe elementare privind în special tratarea simplă a fenomenelor cuantice pe baza ecuaţiei lui Shroedinger. Asemenea cunoştinţe sînt predate de mulţi ani studenţilor care urmează facultăţi de profil electrotehnic şi electronic la noi în ţară.

Presupunînd cunoscute cunoştinţele elementare de mecanică cuantică, autorul recurge, după o introducere matematică (capitolul 1 : vectori şi operatori liniari), la o tratare bazată pe utilizarea operatorilor (coordonatelor, impulsului, energiei, momentelor cinetice etc.), ceea ce îi permite să poată duce pînă la capăt explicarea structurii nivelurilor energetice ale unui atom, ţinînd seamă de cele mai rafinate efecte. Acest lucru a devenit obligator, pentru electronica cuantică, căci tocmai nivelurile de detaliu ale unui atom sau ion sînt folosite în amplificarea sau generarea cuantică.

Capitolele esenţiale ale cărţii pentru inginerul electronist sînt ultimele două (capitolul 9 : atomul liber, capitolul 10 : cîmpuri şi interacţiuni statice) care totalizează mai puţin decît 100 de pagini, însă înţelegerea lor este condiţionată de o pregătire extinsă în restul de peste 300 de pagini ale cărţii. Capitolele 2—8 ale cărţii sînt capitole de fizică cuantică, care pot fi găsite în orice tratat de mecanică cuantică:

reprezentarea stărilor şi mărimilor (cap. 2 şi 3), rolul operatorilor momentelor cinetice şi al stărilor de bază fundate pe aceste momente (cap. 4), rolul operatorului energiei (hamiltoniană) şi formarea nivelurilor energetice (cap. 5), proprietăţile atomilor formaţi din mai mulţi electroni, rolul simetriilor la asemenea atomi (cap. 6 şi 7), metoda calculului perturbaţiilor pentru determinarea nivelurilor energetice ale unui atom (cap. 8). Prezentarea acestor probleme se face însă în măsura strict necesară scopului urmărit, autorul căutînd să extragă din tot formalismul inevitabil al mecanicii cuantice cît mai multe consecinţe şi concluzii de ordin fizic. Această parte teoretică a lucrării este deosebit de clar expusă, lămurindu-se în mod remarcabil o serie de procese extrem de fine. Ca exemplu se poate cita modul în care autorul reuşeşte să introducă energia de schimb în capitolul 6 şi să urmărească în capitolele următoare cîteva aspecte ale energiei de schimb.

Între doi electroni ai unui atom intervine o interacţiune care poate fi descrisă prin doi termeni, unul electrostatic direct şi care are o interpretare clasică evidentă, şi un al doilea de natură pur cuantică descris printr-o integrală de schimb la care se poate asocia o imagine fizică simplă : interacţiunea de schimb intervine atunci cînd funcţiile de undă ale celor doi electroni se întrepătrund (la aceasta se adaugă o condiţie privind şi spinii celor doi electroni). Datorită interacţiunii de schimb se pot produce desfaceri de niveluri energetice ; cu ajutorul interacţiunii de schimb se explică în general legăturile dintre atomi la formarea moleculelor etc.

Autorul reuşeşte să prezinte, de asemenea, în ultimele trei capitole ale primului volum, natura nivelurilor energetice ale unui atom sau ion, condiţionată de procesele fizice de diverse ordine care pot interveni, prin utilizarea calculului perturbaţiilor. Se examinează, într-o primă etapă, un atom cu mai mulţi electroni, prin neglijarea efectelor magnetice ale nucleului, prin neglijarea interacţiunii directe dintre electroni (atît electrice, cît şi magnetice), prin neglijarea interacţiunii magnetice spin-orbită pentru fiecare electron în parte, prin neglijarea oricărui cîmp sau acţiuni din exterior. Un astfel de atom neperturbat constituie aproximaţia de ordinul zero la care corespunde operatorul energiei (hamiltoniană) $\mathcal{H}_0$. Operatorului $\mathcal{H}_0$ îi corespunde un set de valori ale energiei care constituie nivelurile energetice ale atomului. Datorită unor condiţii largi de simetrie, fiecare nivel este puternic degenerat, în sensul că la fiecare nivel energetic corespunde un număr mare de stări fizice, ansamblul acestor stări de acelaşi nivel energetic constituind o configuraţie.

Apoi se arată cum, ţinînd seamă de perturbaţiile introduse succesiv prin :

— interacţiunea electrică ($\mathcal{H}_{es}$) dintre electronii individuali, se reduce degenerarea nivelului unei configuraţii din cauza reducerii condiţiilor de simetrie, ceea ce duce la desfacerea nivelului unei configuraţii în mai multe niveluri (termeni) ;

— interacţiunea magnetică spin-orbită ($\mathcal{H}_{ms}$) pentru fiecare electron, se ajunge la o nouă desfacere a nivelurilor enegetice ale atomului, formînd cunoscuta structură fină a nivelurilor. De obicei, această interacţiune este mai slabă decît cea electrică ;

— interacţiunea magnetică ($\mathcal{H}_n$) electroni-nucleu, se obţine o nouă desfacere a nivelurilor energetice (structură hiperfină), această interacţiune fiind de obicei mai slabă decît precedenta.

Autorul examinează şi cazul unor interacţiuni care nu pot fi gradate în ordinea de mai sus, deoarece de exemplu, interacţiunea $\mathcal{H}_{ms}$ poate fi uneori mai mare ca $\mathcal{H}_{es}$ etc.

De asemenea, se examinează şi efectul produs de perturbaţii extreme şi, în particular, de un cîmp electric uniform (la scara atomului) — efectul Stark — sau de un cîmp magnetic — efectul Seeman. Se examinează influenţa acestor efecte atît la cîmpuri slabe, cît şi la cîmpuri ceva mai intense. Examinarea efectelor la cîmpuri intense este totuşi mai sumară ; cu toate acestea, procesele care apar la cîmpuri externe mai puternice pot fi clar intuite. În acest mod, cititorul capătă o înţelegere asupra naturii nivelurilor energetice, asupra distanţelor dintre aceste niveluri, cînd anume distanţa dintre niveluri corespunde unor frecvenţe înalte sau unor frecvenţe foarte înalte, din domeniul miilor de megahertzi.

Exemplele de mai sus au fost date pentru a arăta care este, scopul lucrării, respectiv problemele care sînt explicate, dar pentru elucidarea cărora a fost necesară o întreagă construcţie teoretică pregătitoare, căreia îi este de fapt destinat acest prim volum al lucrării.

Cartea de faţă aduce fără îndoială o contribuţie la pregătirea inginerului electronist, nu numai pentru domeniul electronicii cuantice, dar şi al electronicii corpului solid, întrucît cunoaşterea proprietăţilor atomilor şi a metodelor mecanicii cuantice este direct utilă în studiul stării solide.

Este meritul acestei lucrări de a oferi cu curaj şi încredere inginerilor instrumentul matematic şi fizic al mecanicii cuantice (nerelativiste) într-o formă accesibilă, la un înalt nivel ştiinţific.

M. Drăgănescu

Elementele sistemelor de reglare automată hidraulice (traducere din limba rusă adaptat). Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

Această lucrare tradusă din limba rusă, completată şi adaptată la condiţiile din ţara noastră de către ing. L. Bivolaru şi ing. A. Chiriac, redă într-o formă concisă principalele elemente şi dispozitive de automatizare hidraulice utilizate în reglarea automată. Ca urmare a adăugării unor capitole sau paragrafe privind traductoarele, servomotoarele, organele de execuţie etc., întregul material al cărţii originale a fost reîmpărţit în noi capitole şi paragrafe.

În noua sa formă lucrarea este formată din şase capitole, al căror conţinut expus sumar este :

În capitolul 1 se prezintă principalele tipuri de traductoare neelectrice folosite pentru măsurarea presiunilor şi temperaturii cu caracteristicile lor principale, traductoare frecvent utilizate în construcţia dispozitivelor de automatizare hidraulice. Acest capitol este în întregime nou faţă de lucrarea originală.

În capitolul 2 sînt prezentate amplificatoarele hidraulice cu tub mobil, ajutaj — clapetă şi cu sertăraş, la care amplificarea se realizează într-un singur etaj, cum şi amplificatoarele hidraulice cu două etaje de amplificare. În continuare se tratează regulatoarele hidraulice prevăzute cu corecţii rigide şi elastice, cu ajutorul cărora se pot obţine legile de reglare P sau Pl. Se remarcă în acest capitol metodele experimentale pentru determinarea unor caracteristici ale amplificatoarelor hidraulice şi stabilirea coeficienţilor de amplificare pentru aceste elemente.

Principalele tipuri de servomotoare hidraulice cu mişcare de translaţie şi cu mişcare de rotaţie cu unghi de rotaţie limitat, ca şi descrierea cîtorva organe de execuţie pentru reglarea debitelor de fluide, fac obiectul capitolului 3 al lucrării.

Elementele auxiliare necesare sistemelor hidraulice, ca : robinete de comandă, pompe, conducte de legătură etc., cum şi unele consideraţii asupra lichidelor de lucru ale dispozitivelor hidraulice sînt prezentate în capitolul 4.

În capitolul 5 al lucrării sînt descrise cîteva sisteme şi blocuri de reglare hidraulice, unde se indică şi caracteristicile tehnice pentru un regulator hidraulic cu jet fabricat în ţara noastră.

Capitolele 3, 4 şi 5 au suferit o sensibilă îmbunătăţire faţă de original prin prezentarea unor elemente şi dispozitive frecvent întîlnite în tehnica automatizărilor hidraulice.

Ultimul capitol al lucrării este consacrat studiului comportării dinamicii pentru unele sisteme hidraulice (regulator-servomotor) realizate cu diverse tipuri de regulatoare şi servomotoare.

În încheierea capitolului 6 se expune metoda de calcul al randamentului energetic pentru cîteva sisteme hidraulice, calcul impus de necesitatea obţinerii unui regim optim de lucru al acestor sisteme.

Lucrarea este destinată unui cerc larg de ingineri şi tehnicieni care se ocupă de proiectarea, montarea şi exploatarea dispozitivelor hidraulice ; poate fi de asemenea utilă studenţilor care se specializează în această direcţie.

S. Florea

A. A. Belostotkii, I. S. Valdenberg şi L. I. Mercurievv. **Utilizarea calculatoarelor pentru automatizarea proceselor industriale.** Moscova-Leningrad, Izd. Energhia, 1964, 239 pag., 101 ref. bibl.

În această lucrare sînt prezentate, într-o formă unitară, o serie de exemple privitoare la utilizarea calculatoarelor pentru conducerea automată a proceselor tehnologice din diferite domenii industriale. Legat de aceste exemple sînt expuse pe scurt cîteva noţiuni introductive în teoria algoritmizării proceselor industriale.

În capitolul 1 sînt expuse cîteva probleme generale ale sistemelor automate ce conţin maşini de calcul: funcţiile, locul şi scopul acestora în sistemele automate, structura şi particularităţile utilizării calculatoarelor în diferite etape ale automatizării.

În capitolele 2, 3, 4 şi 5 sînt expuse exemple de utilizare a calculatoarelor în cele mai importante ramuri industriale: chimie, energetică, metalurgie şi transport. Legat de aceste exemple sînt expuse, într-o formă uşor accesibilă, noţiuni introductive cu privire la determinarea criteriilor de optimizare, programarea liniară, construirea schemelor structural-informaţionale, modelarea statistică etc. Exemplele sînt luate din realizările diferitelor ţări cu tradiţie în această problemă.

În capitolul de încheiere (6) sînt pe scurt prezentate caracteristicile de bază şi particularităţile unor calculatoare produse în diferite ţări.

Cartea este scrisă atrăgător şi se adresează unor cercuri largi de ingineri ce se interesează de problemele automatizării proceselor tehnologice.

M. Tertişco

P. Naslin. Dinamica sistemelor liniare şi neliniare (The Dynamics of Linear and Non-linear Systems). Londra-Glascow, Ed. Blackie, 585 pag. 514 fig., 74 ref. bibl.

Lucrarea reprezintă o traducere a cărţii originale a lui Naslin în limba franceză „Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non linéaires", publicată în editura Dunod din Paris, în 1962, traducere care a fost făcută de către autor.

Faţă de ediţia în limba franceză, ediţia în limba engleză a fost revăzută, iar unele părţi ale lucrării au fost scrise din nou, cum ar fi paragrafele 2.6, 2.7, 6.1 etc.

Cartea este alcătuită din două părţi principale. În prima parte a lucrării, după o scurtă introducere în care se dau proprietăţile generale ale sistemelor liniare şi neliniare, se studiază în şapte capitole (334 pag.) sistemele liniare. În partea a doua, formată din trei capitole (170 pag.), se studiază sistemele neliniare.

În partea cuprinzînd sistemele liniare, autorul insistă asupra studiului sistemelor automate cu ajutorul metodei grafurilor şi al operatorului de întîrziere E, cum şi prin intermediul metodelor clasice. Printre alte contribuţii originale ale autorului, în această parte poate fi menţionată expunerea pe larg a criteriului de amortizare Naslin.

Tot în partea întîi sînt tratate detaliat sistemele liniare eşantionate.

Sistemele neliniare cuprinse în partea a doua sînt studiate în principal prin metoda primei armonici cu ajutorul funcţiei de descriere, prin metode topologice (planul fazelor, spaţiul fazelor, grafuri) şi prin metode numerice şi grafice de determinare a proceselor tranzitorii.

În această parte a lucrării se remarcă printre altele prezentarea sistemelor neliniare cu comutare optimală, spaţiile fazelor cilindrice şi tridimensionale, cum şi expunerea metodei Naslin de calcul al regimurilor tranzitorii prin simularea numerică.

Partea finală a lucrării cuprinde trei anexe de calcul (73 pag.) referitoare la metoda lui Graeffe pentru rezolvarea ecuaţiilor algebrice, la analiza armonică şi la calculul operaţional.

Privită în ansamblu, lucrarea reprezintă o contribuţie preţioasă la teoria regimurilor variabile ale sistemelor liniare şi neliniare, remarcîndu-se printr-un înalt nivel şi rigurozitate ştiinţifică, prin sistematizarea unui vast material şi prin expunerea celor mai noi metode de calcul din acest domeniu.

Lucrarea constituie un preţios material pentru cercetătorii, inginerii şi specialiştii care lucrează în domeniul automaticii, cum şi pentru studenţii şi aspiranţii care se pregătesc în acest domeniu.

R. Florea

Îndrumar pentru echipament pneumatic (Pneumatic Handbook). Londra, Ed. Trade — Technical Press, 1965, 512 pag.

Acest manual realizat de editura menţionată în colaborare cu Societatea britanică de aer comprimat are ca scop să constituie un auxiliar de bază pentru inginerii care lucrează în domeniul proiectării şi utilizării echipamentului pneumatic din cele mai variate domenii ale industriei.

Manualul se compune din trei părţi principale:

Partea I, care cuprinde 325 pagini, este formată din trei capitole.

În primul capitol sînt date noţiunile teoretice asupra celor mai variate elemente pneumatice folosite în automatică şi în alte domenii industriale. Se remarcă printre altele în acest capitol schemele logice binare realizate cu elemente pneumatice de construcţie curentă şi cu elemente noi bazate pe principiul interacţiunii aerodinamice a jeturilor de aer şi pe principiul efectului Coandă.

Tot în cadrul acestui capitol sînt date aparatele de măsură a presiunii şi debitului de aer. În încheierea capitolului sînt date mai multe circuite pneumatice folosite în practica industrială.

Echipamentul pneumatic de bază folosit în aplicaţiile industriale este prezentat în capitolul II. Astfel se descriu cilindrii pneumatici, motoare pneumatice, compresoare, filtre, supape, pompe de vid, fitinguri etc.

În cadrul acestui capitol se fac şi unele consideraţii asupra performanţelor şi proiectării acestor echipamente.

În ultima parte a capitolului se dau cîteva aplicaţii industriale ale echipamentului pneumatic, cum şi cîteva consideraţii asupra montării, reparaţiei şi întreţinerii acestor instalaţii.

În partea a II-a a manualului sînt date formule, nomograme şi tabele pentru calculul diverselor instalaţii şi elemente pneumatice.

Partea a III-a a manualului, formată din 89 de pagini, cuprinde în detaliu caracteristicile tehnice ale echipamentelor pneumatice produse de principalele firme constructoare din Anglia.

Cele aproape 2 000 de scheme şi nomograme, relaţii de calcul şi tabelele cuprinse în manual permit o rapidă şi uşoară înţelegere a problemelor esenţiale ce trebuie rezolvate la proiectarea, montarea şi exploatarea instalaţiilor pneumatice.

Manualul în ansamblu este o lucrare valoroasă şi extrem de utilă specialiştilor care lucrează în acest domeniu.

S. Florea

DOCUMENTARE

Mc Kenzie, H., Pardey, H. şi Rose, M. **Tehnica de măsurare a tensiunilor tranzitorii** (Transient voltage measuring tehniques). În : British comunications and electronics, 11, nr. 12, dec 1964, p. 860—865.

Există o necesitate crescîndă de măsurare şi înregistrare a tensiunilor tranzitorii care apar în sistemele electrice în special pe liniile de alimentare de putere. De cele mai multe ori apariţia tensiunilor tranzitorii este datorită comutării prin mijloace electromecanice sau statice ; amplitudinea şi frecvenţa fenomenului depind de caracteristicile operaţiei de comutare, de curentul, de tensiunea şi frecvenţa sursei comutate, de impedanţa conectată pe comutator şi de alţi factori. Măsurări făcute în ultimii ani au arătat că spectrul fenomenului tranzitoriu se poate întinde pînă la 10 MHz. A fost elaborat un echipament pentru măsurarea acestor fenomene tranzitorii. Se măsoară amplitudinea impulsurilor pozitive şi negative, identificîndu-se şi polaritatea lor. Echipamentul poate face măsurări pe mai multe canale. Principalele avantaje ale înregistratorului elaborat sînt : posibilitatea de înregistrare simultană a unei game largi de măsurări de amplitudini şi durate, viteza de răspuns sub 1 μs, posibilitatea de măsurare la distanţă printr-un sistem de cabluri coaxiale, duratele şi amplitudinile măsurate rapid reglabile pentru a deveni corespunzătoare unei investigaţii oarecare.

Marxs, D. H. **Un sistem electronic de alarmare la distanţă** (An electronic remote alarm system). În : Industrial electronics, 3, nr. 1, ian 1965, p. 6—11.

În sistemele de electricitate, gaz sau apă, care deservesc publicul, se utilizează, din considerente economice, multe staţii cu echipament de control şi reglare, fără personal. La apariţia unor condiţii de alarmă în una dintre aceste staţii, pînă la sesizarea personalului se poate produce avaria staţiei sau chiar scoaterea din funcţiune a întregului sistem. A fost elaborată o aparatură care să detecteze astfel de condiţii de alarmă şi să transmită identitatea staţiei şi cauza alarmei la un punct dispecer dintr-un centru de control. Sistemul prezentat este constituit dintr-o staţie dispecer şi opt staţii, fiecare cu opt puncte de alarmă, legătura realizîndu-se printr-o linie sau canal radio. Semnalele pilot şi purtătoare de informaţie se transmit sub forma unor impulsuri modulate cu o frecvenţă audio. Codul conţine 12 poziţii de impuls. În timp ce o staţie transmite, transmisia celorlalte este menţinută blocată. Aparatura este realizată pe bază de tuburi cu catodă rece. Ea poate fi extinsă şi la alte domenii decît cele menţionate la început.

Semiljanic, G. **Modul de lucru al unui multivibrator cuplat mecanic cu miezuri avînd ciclul de histerezis dreptunghiular** (operation of a magnetically coupled multivibrator with square BH Coop cores.). În : Electronic Engineering, 37, nr. 443, p. 44—46.

Se prezintă un multivibrator cu cuplaj magnetic la care, spre deosebire de tipul clasic, transformatoarele de comandă a bazelor sînt cu miezuri cu ciclu de histerezis dreptunghiular. Perioada de oscilaţie este determinată de variaţia fluxului magnetic dintr-o regiune de saturaţie în alta. Un curent continuu printr-o înfăşurare suplimentară permite controlul şi variaţia frecvenţei de oscilaţie. Se arată că frecvenţa depinde, de asemenea, liniar de tensiunea de alimentare. Frecvenţa poate fi făcută independent de această tensiune prin stabilizarea transformatoarelor de comandă cu diode Zener. La tensiuni de alimentare constantă, frecvenţa poate fi variată într-o gamă largă prin curentul de control. Forma de undă la ieşire este un impuls dreptunghiular aproape ideal.

Bizard, R. **Tranzistoare de putere în comutaţie**. În : Électronique industrielle, nr. 70, ian 1964, p. 3—8.

Funcţionarea în regim de comutaţie a unui tranzistor de putere este echivalentă cu aceea a unui dispozitiv cu contacte mecanice. Se prezintă o comparaţie între cele două tipuri de dispozitive, din care rezultă avantajele tranzistoarelor. Se analizează pe caracteristicile tranzistorului regimul de lucru şi stările de blocare şi saturaţie. Caracteristica de sarcină pe care se face trecerea dintr-o stare în alta depinde de natura sarcinii pe care debitează elementul (rezistivă, inductivă, capacitivă). Sînt discutate limitările tensiunilor şi curenţilor aplicaţi şi zonele de funcţionare admise. Se arată care sînt temperaturile admise ale joncţiunilor în regim de disipaţie continuă, în regim de impulsuri cu durate variabile faţă de constantele termice.

Burns, B. D., Ferch, W. şi Mandl, G. **Calculatorul neurofiziologic**. În : Electronic engineering, ianuarie 1965.

Calculatorul specializat pentru neurofiziologie prezentat în articol este destinat studiului comportării medii în timp a celulelor nervoase. Costul calculatorului este relativ mic în raport cu posibilităţile sale.

În articol se descriu funcţionarea calculatorului şi schema memoriei (pe capacităţi). Cele patru posibilităţi de lucru ale calculatorului sînt : autocorelator ; intercorelator ; analizor de intervale ; ridicarea histogramei post-stimulus.

Neciuşkin, A. M., Belaş, P. M., Belov, V. F. şi Sarkisov, A. L. **Detectoare de presiune cu semiconductoare pentru amestecuri de gaze**. În: Neft i gaz, nr. 11, 1964, p. 89—91.

Aparatele folosite astăzi pentru controlul şi măsurarea presiunii amestecurilor de gaze, bazate pe principiul ionizării gazelor cercetate, se caracterizează printr-o serie de lipsuri : folosirea amplificatoarelor de curent continuu (devierea diviziunii care indică zero) ; limitarea posibilităţilor de control şi măsură la distanţă ; gabarite şi greutatea mare ; rezistenţă la intrare relativ mare şi funcţionare insuficient de rapidă.

Autorii au studiat posibilitatea de a folosi detectoare cu semiconductoare pentru radiaţii radioactive în combinaţie cu emiţători de radiaţii α tip 1-ARU-3, pentru determinarea presiunii şi conţinutului procentual al amestecurilor de gaze.

Se descrie schema-bloc a unei instalaţii experimentale, care cuprinde : o cameră de măsurare, un amplificator de impulsuri şi o instalaţie de recalculare tip PS-10 000. În camera de măsurare s-au introdus o sursă de particule α tip 1-ARU-3 şi un detector cu barieră superficială pentru radiaţii α, construit de industria sovietică.

Între sursa de radiaţii α şi detector se introduce staniol de aluminiu, ceea ce permite să se reducă substanţial dimensiunea camerei de măsurare.

Măsurarea presiunii şi conţinutului procentual al amestecurilor de gaze cu ajutorul detectoarelor cu bariera superficială de radiaţii α se caracterizează prin următoarele avantaje : gabarite şi greutate mică ; largi posibilităţi de telecontrol şi telemăsurare ; funcţionare foarte rapidă, ceea ce permite aplicarea acestei metode pentru controlul continuu al proceselor tehnologice ; siguranţa şi stabilitatea remarcabilă în lucru în cazul cîmpurilor de radiaţii radioactive de mare intensitate permit aplicarea metodei şi în prezenţa unui fond mărit ; simplitatea construcţiei şi etalonării etc.

Newell, W. E. **Circuite acordate integrate** (Tiuned integrated circuits). În : Proceedings of the I.E.E.E., dec 1964, p. 1603—1608.

Articolul prezintă stadiul actual al cercetărilor privind rezolvarea problemei circuitelor acordate integrate. Se face următoarea clasificare a soluţiilor găsite pînă în prezent : reţele pasive cu reacţie, reţele active cu reacţie şi reţele care conţin celule identice cuplate în cascadă. Fiecare dintre aceste soluţii este analizată critic. Discutarea lor pe baza polilor şi zerourilor funcţiei de transfer permite să se găsească concluzii importante în legătură cu selectivitatea, stabilitatea şi influenţa toleranţelor pieselor circuitului integrat asupra factorului de calitate. În urma acestei analize, autorul este de părere că nici una dintre soluţiile enumerate nu va constitui în viitor o soluţie economică pentru problema circuitelor acordate integrate.

În ultima secţiune se prezintă soluţiile care, după părerea autorului, sînt de viitor. Astfel se trec în revistă bobinele miniaturale cu miezuri de ferite, tranzistorul inductiv, rezonatorii piezoelectrici şi filtrele ceramice. Cu toate dezavantajele lor (fragilitate, necesitatea izolării de vibraţii acustice, pericolul modului lateral de rezonanţă, frecvenţă limitată sus), rezonatorii piezoelectrici se consideră a fi de primă importanţă în realizarea circuitelor acordate integrate datorită dimensiunilor foarte mici. Se prezintă cîteva exemple de circuite integrate care utilizează rezonatori piezoelectrici. Acestea constau în tranzistoare cu straturi subţiri construite pe substrat piezoelectric. Se citează realizarea de circuite integrate în acest fel pînă la frecvenţa de 20 MHz.

La construcţia circuitelor integrate utilizînd rezonatori piezoelectrici se pot avea în vedere proprietăţile cuplării acustice ale stratului şi substratului, proprietăţile liniilor de transmisie $\lambda/4$ etc., realizîndu-se dispozitive cvasifuncţionale.

Se întrevede şi posibilitatea realizării unor dispozitive funcţionale bazate, de exemplu, pe modularea distribuţiei spaţiale a purtătorilor într-un semiconductor piezoelectric, de către unde acustice.

Everhart, T. E., Wells, O. C. şi Matta, R. K. **O nouă metodă de măsurare a dispozitivelor semiconductoare** (A new method of semiconductor device measurements). În : Proceedings of the I.E.E.E., dec 1964, p. 1642—1647.

Se prezintă o metodă de măsurare a dispozitivelor semiconductoare care elimină contactele mecanice cu suprafaţa acestora. Metoda este de tip microscop electronic şi constă în explorarea suprafeţei dispozitivului semiconductor sau a circuitului integrat de către un fascicul electronic îngust.

Informaţiile asupra structurii explorate se obţin pe baza a două mecanisme : a) producerea electronilor secundari prin excitarea electronilor liberi în urma bombardamentului electronic, şi b) producerea perechilor electron-gol prin excitarea electronilor din banda de valenţă. Acest din urmă fenomen este numit „conductivitate indusă de fasciculul electronic". Se citează rezultatele unor lucrări teoretice în care se arată că densitatea de purtători generaţi prin bombardament electronic este proporţională cu energia disipată de electronii primari pe unitatea de volum.

Dependenţa grosimii de pătrundere a fasciculului electronic incident de energia lui de accelerare permite localizarea precisă a joncţiunilor unei structuri de tip tranzistor planar, chiar dacă acestea sînt sub straturi de protecţie de oxid sau sub contacte metalice depuse prin evaporare. S-au obişnuit astfel de localizări cu precizie de 0,2 μ.

Puterea de rezoluţie a tehnicii descrise este limitată : a) de diametrul fasciculului electronic, şi b) de efectele de împrăştiere a electronilor de către nucleele atomilor reţelei cristaline.

Articolul urmăreşte numai prezentarea problemei, fără a intra în detalii de ordin teoretic sau experimental.

Se prezintă rezultate experimentale obţinute prin explorarea cu fascicul electronic a unui circuit integrat, care pun în evidenţă o rezoluţie de cîţiva microni.

Horton, J. W., Mazza, R. V. şi Dym, H. **Scanistorul — un dispozitiv explorator de imagine, pe corp solid** (The scanistor — a solid state image scanner). În : Proceedings of the I.E.E.E., dec 1964, p. 1513—1528.

Scanistorii formează o nouă clasă de dispozitive semiconductoare care pot să transforme o imagine proiectată asupra lor într-un curent variabil în timp, corespunzător acestei imagini. Constructiv, scanistorul constă într-un complex integrat de fotodiode cu joncţiune. Problema esenţială la elaborarea scanistorului — comutarea electronică a unui număr mare de puncte fotosensibile la o singură ieşire — este rezolvată în soluţia propusă prin asocierea unei diode în regim de comutaţie cu fiecare dintre fotodiodele reţelei.

Se descrie modul de lucru al scanistorului şi se face teoria scanistorului multijoncţiune. În această teorie se au în vedere generarea şi difuzia purtătorilor de sarcină în fotodiode şi se găseşte răspunsul spaţial electric al scanistorului. Se studiază efectul capacităţilor joncţiunilor (de care depinde răspunsul scanistorului cu frecvenţa), cum şi zgomotul acestui dispozitiv.

Se prezintă rezultate experimentale semnificative din care rezultă avantajele noului dispozitiv : sensibilitate, uniformitate a răspunsului, liniaritate, funcţionare la tensiuni şi puteri mici, posibilitate de a fi realizat compact în tehnica circuitelor integrate, siguranţă în funcţionare.

Wood, M. D., Bardsley, A. şi Walker, J. **Amplificator de înaltă frecvenţă acordat cu circuite integrate** (High-frequency tuned amplifier using integrated circuits). În : Proceedings of the I.E.E.E., dec 1964, p. 1608—1612

Se studiază proiectarea unui amplificator de înaltă frecvenţă, avînd în vedere realizarea lui într-un circuit integrat. Soluţia propusă constă în realizarea funcţiilor de amplificare, acord şi control al amplificării în etaje separate. Acest lucru este posibil prin utilizarea unui amplificator de bandă largă cu mai multe etaje identice, avînd o amplificare mare şi fixă astfel încît nu mai este necesar să se acordeze fiecare etaj pentru obţinerea amplificării dorite. Se descrie un astfel de amplificator care lucrează în banda 0—100 MHz.

Se discută metodele de control al amplificării şi de acord ; acestea sînt ilustrate printr-un exemplu de amplificator miniatural cu amplificare fixă, acordat pe frecvenţa de 70 MHz, şi printr-un exemplu de amplificator, acordat pe frecvenţa de 100 MHz cu amplificare variabilă.

Posibilitatea utilizării unui singur bloc universal de amplificare face ca utilizarea tehnicii circuitelor integrate la construcţia unui astfel de amplificator să devină economică.

Narud, J. A. **Caracterizarea circuitelor logice integrate** (Characterization of integrated logic circuits). In : Proceedings of the I.E.E.E., dec 1964, p. 1551—1564.

Se face o caracterizare de tip cvadripol a circuitelor logice integrate, din care rezultă atît proprietăţile de curent continuu, cît şi proprietăţile tranzitorii ale circuitelor. Tratarea prezentată ţine seamă de neliniarităţile dispozitivelor semiconductoare.

O astfel de caracterizare are avantajul că nu mai necesită o experimentare pentru verificarea presupunerilor care au stat la baza stabilirii parametrilor.

Se utilizează, ca exemplu de aplicare a metodei propuse, un circuit logic cu cuplaj pe emitor.

După stabilirea parametrilor caracteristici ai circuitului se analizează problema găsirii unui procedeu de proiectare. Se studiază relaţia dintre siguranţa în funcţionare şi consumul de putere şi se deduce valoarea minimă a produsului putere X timp de întîrziere.

Analiza ţine seamă de efectele parazite prezente într-un circuit integrat monolitic.

Ehrhart, I. şi Schorcht, A. **Regulator înregistrator de pH** (Regulateur enregistreur de pH). În : Mesures, régulation, automatisme, nr. 11, noiembrie 1964.

Reglarea valorii pH face parte din reglările dificile pentru că procesul este întotdeauna neliniar şi cuprinde un timp mort important. Se poate întîmpla ca variaţia pH să aibă loc în intervale mai scurte decît timpul mort care face foarte dificilă obţinerea unei reglări acceptabile. Regulatoarele întrebuinţate pot fi de tip continuu sau de tip cu impulsuri. Rezultatele obţinute cu ultimele par a fi mai bune decît cu primele. În articol se descrie un asemenea regulator realizat industrial, avînd o comportare globală PI şi rezultatele obţinute.

Tîpkin, Ia. Z. **Criterii de frecvenţă pentru stabilirea absolută a sistemelor neliniare cu impulsuri.** În : Avtomatika i telemehanika, vol. 25, nr. 3, 1964, p. 281—289.

Autorul prezintă criteriile de frecvenţă pentru stabilitatea absolută a sistemelor neliniare cu impulsuri, asemănătoare criteriului de frecvenţă pentru stabilitatea sistemelor liniare cu impulsuri. Criteriile de frecvenţă pentru stabilitate absolută prezentate permit rezolvarea problemelor legate de stu-

diul stabilităţii absolute a sistemelor automate staţionare cu impulsuri, cum şi al stabilităţii absolute a unei clase de sisteme automate nestaţionare cu impulsuri. Se arată că pentru realizarea stabilităţii absolute a sistemelor automate neliniare este necesar a se asigura marginea de fază corespunzătoare stabilităţii sistemului automat cu impulsuri liniarizat. În anexa articolului sînt date unele formule folosite la deducerea criteriilor de frecvenţă pentru stabilitatea absolută a sistemelor neliniare.

Henly, H. R. **Tranzistorul cu o singură joncţiune** (The unijunction transistor). În : Wireless World, mart 1964, p. 110—112.

Autorul descrie construcţia şi principiul de funcţionare a acestui tip relativ nou de element de circuit. În principiu, el este format dintr-o bară de siliciu de tip N, avînd la fiecare extremitate cîte un contact ohmic care formează cele două baze. Alături de una dintre baze, pe cealaltă faţă a bazei, se realizează un contact redresor care constituie emiterul. Se dau principalele caracteristici ale tranzistorului cu o singură joncţiune : caracteristicile de emitor $V_E = f\ (I_E)$, pentru diverse tensiuni V_{BB}, şi caracteristicile interbaze $I_{B_2} = f\ (V_{BB})$, pentru diverşi curenţi I_E. Proprietăţile cele mai importante ale noului element sînt :

— tensiunea de emitor maximă este constantă pentru o anumită tensiune între baze şi depinde numai de construcţia dispozitivului ;

— în regiunea de tăiere a caracteristicilor de emitor impedanţa de intrare este foarte mare, echivalentă cu a unei diode polarizate invers ;

— impendanţa de intrare în zona „văii" caracteristicilor este pozitivă, de ordinul 5—25 Ω.

Funcţionarea tranzistorului cu o singură joncţiune devine şi mai clară după descrierea schemei echivalente, realizată cu două tranzistoare obişnuite. Pînă în prezent, cea mai răspîndită aplicaţie a acestui dispozitiv era comanda redresoarelor cu siliciu. Din această cauză, autorul nu se referă la ea, ci la alte aplicaţii în care tranzistorul cu o singură joncţiune se arată la fel de util : metronom pentru aproximativ 20—200 bătăi/min, oscilator de relaxare, comandă serie şi paralel a acestui oscilator, „pompă" cu diodă generator de impulsuri dreptunghiulare etc.

Bonner, R. E. **Asupra unor metode de grupare.** În I.B.M. Journal of research and development, nr. 1, ian 1964.

În lucrările de cercetare se iveşte deseori problema organizării unui mare număr de date. În general, se foloseşte ideea de generalizare, pentru a „comprima" datele spre a fi analizate mai uşor. În acest scop, o primă etapă este gruparea în subseturi de obiecte din setul iniţial ; elementele din acelaşi subset vor prezenta o caracteristică comună pe care nu o are nici un element care aparţine altui subset. Acelaşi element poate să aparţină mai multor subseturi.

Articolul descrie două programe pentru calculatorul I.B.M. 7090, care permit asemenea clasificări. Programele au fost utilizate pentru clasificarea bolilor prin indicarea simptomelor.

Finter, L. N. **Optimizarea automată a sistemelor compuse cu distribuţie specială** În: Avtomatika i telemehanika, vol **XXV**, nr. 5, 1964, p. 631—640.

În articol se propune o metodă de comandă automată a sistemelor compuse cu distribuţie spaţială.

Drept exemplu este analizată distribuţia potenţialelor electrice într-o reţea compusă din rezistenţe. Rezolvarea problemei duce la minimizarea unei funcţii cu un mare număr de variabile independente. Autorul recomandă o metodă de minimizare a funcţiei respective.

Metoda a fost elaborată în cadrul Institutului de automatică şi telemecanică. Instalaţiile necesare se realizează cu mijloace tehnice aproximativ simple.

Trebuie remarcat faptul că studiul experimental al sistemului a arătat că procesul minimizării funcţiei de un mare număr de variabile independente se produce repede şi timpul propriu-zis de găsire a minimului nu depinde de forma curbei funcţiei de minimizat.

Donce, I. L. şi Ng, K. C. **Calculator adaptiv cu şase canale.** În : Proceedings of IEE, vol. 111, nr. 10, oct 1964, p. 1767—1770.

Articolul prezintă proiectarea şi modul de lucru al unui calculator analogic pentru optimizarea proceselor industriale. Autorii demonstrează teoretic posibilitatea reglării extremale (ca mod de proiectare) la sisteme care urmăresc simultan mai mulţi parametri. În sistemul prezentat se reglează simultan şase parametri conform unui criteriu de optimizare impus, sistemul oferind posibilitatea măririi numărului de parametri reglaţi.

În articol sînt indicate schemele-bloc şi de calcul ale principalelor dispozitive ale calculatorului. Cu ajutorul unei metode aproximative (metode exacte nefiind însă puse la punct) se studiază comportarea sistemului la perturbaţii, demonstrîndu-se stabilitatea acestuia.

Calculatorul a fost folosit la optimizarea unor procese cu şase parametri variabili simultan, cum şi la rezolvarea unor sisteme de ecuaţii algebrice liniare şi neliniare.

Articolul prezintă un interes deosebit pentru cei care studiază reglările optimale în industria chimică sau de extracţie a ţiţeiului, ramuri în care este necesară reglarea simultană a mai multor parametri.

Conta, R., Fasano, G., Masetti, M. şi Zanotti, U. **Memorie tampon de mare viteză.** În : Alta Frequenza (english issue), vol. **33**, nr. 8, aug 1964, p. 516—524.

Utilizarea unei memorii tampon este necesară ori de cîte ori se prelucrează într-un calculator semnale aleatorii în timp, furnizate de un dispozitiv exterior. Memoria serveşte la sincronizarea dispozitivului exterior cu calculatorul ; datele sînt transmise prin intermediul memoriei tampon în memoria calculatorului, unde sînt acumulate în vederea prelucrării lor de către acesta.

Criteriul principal care stă la baza proiectării unei astfel de memorii tampon este dat de relaţia dintre timpul necesar emiterii datelor şi cel necesar înregistrării lor în memoria calculatorului.

În articol sînt prezentate pe larg două variante de proiectare a unei memorii tampon pe peliculă magnetică subţire, făcîndu-se o analiză comparativă a performanţelor lor.

Autorii descriu comportarea filmului magnetic pe care este realizată memoria ; de asemenea, se dă o atenţie deosebită dispozitivelor logice care comandă accesul datelor în memorie. Datorită acestor dispozitive şi structurii sale, memoria permite obţinerea de viteze mari de calcul.

Sînt analizate performanţele unei memorii tampon realizate pe acest principiu la Centrul de cercetări electronice Olivetti din Milano.

Kadîmov, Ia. B. şi Listengarten, B. A. **Metodă aproximativă pentru calculul proceselor tranzitorii în sistemul de reglare automată conţinînd bucle cu parametri distribuitori.** În : Avtomatika i telemehanika, vol. 25, nr. 4, 1964, p. 484—491.

Se propune o metodă aproximativă pentru calculul proceselor tranzitorii în sisteme de reglare automată conţinînd bucle cu parametri distribuiţi. Esenţa metodei constă în înlocuirea sistemului cu parametrii distribuiţi printr-un sistem echivalent, funcţionînd cu impulsuri. Eroarea de calcul al procesului tranzitoriu depinde de alegerea perioadei de eşantionare T. Calculul se poate efectua comod cu ajutorul unei maşini mecanice de calcul. În cazul sistemelor complicate, problema poate fi uşor programată şi rezolvată cu ajutorul unui calculator digital. În încheierea articolului este analizat — drept exemplu numeric — procesul tranzitoriu al unui motor electric care acţionează o coloană de prăjini de foraj de 5 000 m lungime, deci un caz tipic de sistem cu parametri distribuiţi.

Golden, R. M. şi Kaiser, I. F. **Proiectarea filtrelor de bandă largă pentru sistemele eşantionate.** În: Bell System Tehnical Journal, vol. 43, nr. 4, iul 1964, p. 1533—1546.

Articolul prezintă un mod de proiectare pentru obţinerea reprezentărilor eşantionate ale filtrelor continue. Metoda este în special indicată la proiectarea filtrelor eşantionate de bandă largă (se definesc ca filtre de bandă largă, filtrele la care frecvenţa de trecere este apropiată de T/2 dacă prin T s-a notat frecvenţa de eşantionare).

Procedeul folosit se bazează pe transformarea biliniară în z şi conservă caracteristicile de amplitudine ale frecvenţelor din banda de trecere a filtrelor continue, pentru intervalul de frecvenţe între O şi T/2. Deoarece prin aplicarea directă a transformatei în z funcţiei de transfer a unui filtru continuu caracteristica de frecvenţă a acestuia se modifică, autorii indică o metodă ce se bazează pe reproiectarea filtrului continuu şi aplicarea transformatei z la noua funcţie de transfer obţinută. Se obţin astfel filtre pentru sisteme eşantionate ce conservă în întregime caracteristicile de frecvenţă ale filtrelor continue originale.

În articol este tratată, ca exemplu, proiectarea unui astfel de filtru trece-bandă.

Avantajul metodei constă în faptul că se poate aplica cu succes într-o serie de cazuri, în care aplicarea directă a transformatei în z nu duce la nici un rezultat.

Hamasaki, I. **Teoria amplificatorului parametric unilateral cu două diode.** În: The Bell System Technical Journal, vol, 43, nr. 3, mai 1964, p. 1123—1149.

Articolul prezintă teoria amplificatorului parametric unilateral, cu două capacităţi variabile şi două diode, separate cu o pătrime de lungime de undă, la un semnal de intrare în frecvenţă.

Se demonstrează necesitatea folosirii unei largi game de semnale pentru obţinerea unui cîştig unilateral, precum şi posibilitatea obţinerii condiţiilor de adaptare chiar la un cîştig mai mare. Zgomotul acestui sistem nu este neglijabil (spre deosebire de sistemul cu o singură diodă); în schimb, în cazul în care sistemul este răcit la temperatura heliului lichid, el devine avantajos, deoarece nu dă posibilitatea circulaţiilor de curenţi la intrare, în cazul impedanţei sursei de semnal corect acordate.

După cercetarea, în prima parte, a caracteristicilor amplificatorului, în paragraful următor se studiază matricea de dispersie a amplificatorului şi efectele reflexiilor.

Newman, E. G. şi Winter, L. F. **Logică variabilă comandată magnetic.** În: I.B.M. Journal of research and development, nr. 3, iulie 1964.

Un sistem logic variabil comandat magnetic prezintă o mare elasticitate şi este foarte compact. Un sistem cu logică variabilă se poate obţine prin interconectarea unor blocuri logice într-o matrice. În cazul de faţă, matricea este formată din 2^n miezuri magnetice, iar logica variabilă se obţine prin suprapunerea peste cîmpul magnetic a elementelor logice ale cîmpului magnetic al unor etaloane premagnetizate. De aceea s-a elaborat un element logic controlat magnetic, format dintr-un inel şi un material magnetic plan apropiat de el.

Articolul prezintă rezultatele experimentale obţinute cu elementul logic controlat magnetic, cum şi felul în care s-ar putea folosi sistemul propus pentru realizarea unui calculator microprogramat şi la unele operaţii serie şi paralel din calculatoare.

CRONICĂ

Sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej"

Bucureşti, 28 — 30 mai 1965

Între 28 şi 30 mai 1965 a avut loc a IX-a sesiune ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti, manifestare ştiinţifică de amploare în cadrul căreia s-au prezentat rezultatele unor cercetări întreprinse de cadrele didactice din institut, cum şi de cercetătorii din alte institute de învăţămînt superior, din Academia Republicii Socialiste România, din institutele departamentale, din întreprinderi şi uzine.

În cadrul a 25 de secţii s-au prezentat peste 450 lucrări. Un număr de peste 40 din aceste lucrări au fost susţinute în cadrul secţiei de electronică, cibernetică şi al secţiei de automatică. În acest an, ca urmare a creşterii numărului de lucrări din domeniul ciberneticii, a fost necesară constituirea secţiei de „electronică, cibernetică" unde s-au prezentat 18 lucrări.

Dintre lucrările prezentate în cadrul acestei secţii menţionăm:

„O nouă formulare a legilor de bază ale electronicii semiconductoarelor", lucrare elaborată de un colectiv de cadre didactice condus de prof. ing. *M. Drăgănescu*. În lucrare s-a dat o nouă formulare a ecuaţiilor de bază ale dispozitivelor semiconductoare, care să permită încadrarea teoretică generală fără a recurge la modelele fizicii simplificatoare utilizate în prezent.

„Experienţe cu modelul electronic pentru pompajul de adîncimi", autori prof. ing. *Edm. Nicolau*, şef lucrări *Rimhard Piringher*, ing. *A. Adamache*, ing. *Ionescu* şi ing. *I. Tihon* de la I.C.F.E.-Cîmpina.

Autorii, prin această lucrare, au prezentat rezultatele unor experienţe de modelare a pompajului de adîncime, efectuate cu ajutorul modelului electronic realizat prin colaborarea specialiştilor din I.C.F.E. şi Institutul politehnic.

În lucrarea „Reducerea timpului de înmulţire într-un calculator electronic numeric", elaborată de ing. *V. Toma* de la I.F.A. al Academiei Republicii Socialiste România, se propune un procedeu original prin care timpul necesar pentru efectuarea produsului binar în sistemul automat al unui calculator numeric poate fi redus cu 30%.

„Utilizarea metodelor topologice în analiza circuitelor cu tranzistoare", de şef lucrări *M. Petrescu*.

Au fost de asemenea prezentate lucrări care abordează problemele de bază ale funcţionării dispozitivelor semiconductoare, ale circuitelor electronice, cum şi probleme legate de utilizarea electronicii în tehnica nucleară şi a calculatoarelor analogice şi numerice.

În cadrul secţiei de automatică au fost prezentate 22 lucrări din domeniile automatică, telemecanică, tehnica calculului, automatizări industriale, elemente etc.

Dintre lucrările susţinute în cadrul acestei secţii menţionăm:

„Automatizarea optimală a conducerii locomotivei Diesel-electrice 060 DA", lucrare elaborată de un colectiv condus de prof. ing. *C. Penescu*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România, în care se propun două soluţii de automatizare optimală a locomotivelor Diesel-electrice fabricate în ţara noastră.

În lucrarea „Aplicarea principiilor moderne de optimizare complexă în conducerea unui sistem energetic", elaborată de prof. ing. C. Penescu, conf. *S. Călin*, şef lucrări *D. Mihoc* şi as. *V. Ionescu*, au fost prezentate rezultatele cercetărilor pentru o reţea cu 4 noduri, la care s-au determinat regimurile optime de funcţionare — cu ajutorul unui calculator numeric.

„Calculatorul DACIC-1", lucrare prezentată de un colectiv de cercetători de la Institutul de calcul al Academiei Republicii Socialiste România din Cluj, format din ing. *R. Manfred*, ing. *Gh. Farcaş*, ing. *B. Azzola*, ing. *I. Juhasz*, ing. *M. Bocu* şi ing. *C. Petrescu*.

„Asupra utilizării grafurilor de transfer pentru modelarea sistemelor de reglare acţionată pe calculatorul analogic", de şef lucrări M. Leon.

„Determinarea performanţelor tranzitorii la sistemele automate cu timp mort", de conf. ing. *S. Călin*.

În cadrul secţiei au fost prezentate şi alte lucrări interesante care au arătat preocuparea specialiştilor din acest domeniu pentru studiul celor mai noi probleme din domeniul automaticii.

Multe din lucrările prezentate în cadrul acestor secţii, ca şi la celelalte secţii, s-au dovedit de o valoare deosebită sub raport teoretic şi practic, iar majoritatea problemelor care au fost studiate se înscriu pe linia preocupărilor mondiale ale ştiinţei şi tehnicii.

Simpozion IFAC — IFIP asupra elementelor şi dispozitivelor microminiaturizate

München, 21—23 octombrie 1965

În zilele de 21—23 octombrie 1965 va avea loc la München, în R.F.G., simpozionul cu tema „Microminiaturizarea în sistemele automate şi calculatoare numerice". Simpozionul se va ţine sub auspiciile Federaţiei internaţionale de control automat (IFAC) şi ale Federaţiei internaţionale de prelucrare a informaţiei (IFIP).

În programul simpozionului, stabilit ca urmare a congresului INTERKAMA de la Düsseldorf, sînt prevăzute să fie discutate următoarele probleme :

1. Noi elemente pneumatice şi hidraulice.
2. Dispozitive optice, dispozitive de optică electronică, electroluminescenţă, dispozitive optice miniaturizate.
3. Dispozitive de memorie, memorii cu ferite, memorii cu pelicule magnetice, memorii feroelectrice, memorii cu supraconductoare criotroane.
4. Circuite integrate de tip „planar" în straturi subţiri şi hibride cu tranzistoare cu injecţie, tranzistoare cu efect de cîmp şi semiconductoare policristaline.
5. Construcţia şi conexiunile dispozitivelor microminiaturizate.
6. Echipament de măsură şi traductoare microminiaturizate pentru mărimi mecanice, acustice, optice, magnetice, electrice şi termice, cum şi pentru determinarea radioactivităţii şi compoziţiei substanţelor.
7. Tendinţe de dezvoltare şi limitele microminiaturizării. Extinderea domeniului de aplicaţie datorită unei siguranţe şi unei viteze mai ridicate, unui volum mai mic, unei construcţii mai simplificate a sistemelor complexe, cum şi caracteristicilor fizice mai favorabile.

Informaţii în legătură cu programul simpozionului se pot obţine : dr. ing. G. Ruppel, secretar general al IFAC (VDI postfach 10250, Düsseldorf, R.F.G.).

Al 6-lea simpozion anual asupra teoriei şi studiului logic al circuitelor de comutaţie

Michigan, 6—8 octombrie 1965

Organizat sub patronajul Universităţii din Michigan şi de I.E.E.E. (Comitetul specializat al grupului tehnic profesional de calculatoare electronice), acest simpozion asupra teoriei şi studiului logic al circuitelor de comutaţie se va ţine la Universitatea din Michigan în zilele de 6, 7 şi 8 octombrie viitor.

În programul simpozionului figurează următoarele probleme : automate secvenţiale, circuite iterative, circuite asincrone, logica de prag, tehnica minimizării, logica adaptivă, teoria automatelor, siguranţa şi detectarea defectelor.

Informaţii în legătură cu programul simpozionului se pot obţine la : M. Raymond, Industry Program, College of Engineering, The University of Michigan, Ann Arbor-S.U.A.

Al 20-lea Congres ISA

Los Angeles, 4—7 octombrie 1965

Al 20-lea congres anual ISA se va ţine de la 4 la 7 octombrie 1965 la Los Angeles, în California. Congresul va fi axat în principal pe ultimele progrese ale aparaturii. Comunicările care se vor prezenta aici vor arăta principalele domenii ale aparaturii de măsură, de prelucrare a informaţiei şi de comandă automată, folosite în special în tehnica aerospaţială, în ştiinţele biomedicale şi nucleare, în metalurgie, în transporturi maritime, tehnica electronică etc.

Sînt prevăzute trei simpozioane : asupra aparatajului aerospaţial, asupra aparatajului pentru măsurarea mărimilor fizice şi mecanice, şi asupra aparatajului de etaloane de măsură.

Simultan cu lucrările congresului va fi organizată o expoziţie în Los Angeles unde vor fi prezentate cele mai recente realizări ale firmelor producătoare de aparataj şi echipament pentru sistemele de comandă automată.

Informaţii asupra programului congresului se pot obţine la : ISA, 530 William Penn Place, Pittsburgh — S.U.A.

Salonul internaţional de radio şi televiziune

Paris, 8—19 septembrie 1965

Între 8 şi 19 septembrie 1965 va avea loc la Paris, sub patronajul Oficiului de radiodifuziune şi televiziune (O R T F) şi al Federaţiei naţionale a industriilor electronice (F N I E), cel de-al doilea salon internaţional de radio şi televiziune.

Salonul este organizat de către Societatea pentru difuzarea ştiinţelor şi artelor (S D S A), cu concursul organizaţiilor profesionale specializate.

În cadrul acestei mari expoziţii se va prezenta întreaga gamă de materiale de radiodifuziune, televiziune, înregistrare şi reproducere de către cei mai de seamă constructori internaţionali.

La această mare confruntare mondială se vor putea aprecia tendinţele generale ale evoluţiei acestor materiale, atît din punctul de vedere al performanţelor tehnice, cît şi din punct de vedere estetic. Salonul de la Paris va permite să fie cunoscute marile progrese care au fost obţinute în domeniul materialelor radioelectrice, cum şi tendinţele actuale ale acestora.

Vizitatorii expoziţiei vor avea posibilitatea să constate calitatea receptoarelor expuse în cele 819 standuri, graţie radioteleviziunii franceze care participă direct la organizarea acestui salon, prin realizarea continuă a unor emisiuni de radio şi televiziune care vor putea fi recepţionate la aparatele expuse.

Expoziţia Electronica modernă

Ljubljana, 2—10 octombrie 1965

Între 2 şi 10 octombrie 1965 în R.S.F. Iugoslavia va avea loc la Ljubljana, cea de-a XII-a expoziţie internaţională pentru electronică, telecomunicaţii, automatizare şi nucleonică. În cadrul acestei expoziţii vor expune firmele producătoare de instalaţii şi dispozitive electronice din R.S.F.I., cum şi unele întreprinderi industriale din alte ţări.

Dintre produsele ce se vor expune menţionăm : aparatură electronică profesională, industrială şi medicală, aparate de radio şi televizoare, instalaţii electroacustice, elemente şi dispozitive pentru automatizare şi telemecanică, dispozitive şi instalaţii de calcul, instrumente electronice de măsură şi control etc. Se vor expune de asemenea dispozitive şi elemente pentru electronică şi automatică, elemente hidraulice şi pneumatice, surse de tensiune, cum şi echipament pentru fabricaţia pieselor şi materialelor.

În timpul cît va fi deschisă expoziţia, Comitetul pentru electronică, telecomunicaţii, automatizare şi nucleonică din Iugoslavia (ETAN) va organiza conferinţe de specialitate cu privire la telecomunicaţii şi microelectronică.

În cadrul expoziţiei se va organiza şi un stand special cu literatură tehnică de specialitate din domeniile menţionate.

Expoziţia de aparate Sima

Bucureşti, 26 octombrie—2 noiembrie 1965

Între 26 octombrie şi 2 noiembrie 1965, Asociaţia producătorilor de aparate ştiinţifice (SIMA) organizează la Bucureşti prima expoziţie britanică de aparate. În cadrul expoziţiei vor expune 26 de companii engleze, producătoare de aparate pentru industrie, cercetare şi învăţămînt.

În perioada cît va fi deschisă expoziţia va avea loc un program de conferinţe.

MŰSZAKI

SOMMAIRE

Éditorial

Automatica şi Electronica 9, no. 4, juillet–août 1965, p. 145–148

CD 621–52 ; 621.375.3

LANDAU, I. D. :

L'analyse du fonctionnement des régulateurs autobasculants utilisés dans les schémas de réglage des processus dynamiques rapides.

Automatica şi Electronica 9, no. 4, juillet–août 1965, p. 149–159

Dans cet article on présente une analyse théorique ainsi que les résultats obtenus au cours des expériences concernant les régulateurs autobasculants, établissant aussi les caractéristiques du régulateur PD autobasculant.

CD 681.142.001.57 ; 622.323

PETRESCU, A. :

Le modelage, à l'aide des réseaux électriques, du délogement de type piston d'un liquide par un autre liquide, dans un milieu poreux, en tenant compte des densités et des viscosités différentes des liquides.

Automatica şi Electronica 9, no. 4, juillet–août 1965, p. 159–163

On formule mathématiquement le problème du délogement liquide-liquide sans zone de mélange, dans les conditions des viscosités et des densités différentes. On expose la méthode du modelage de ce problème sur les réseaux électriques destinés à résoudre les équations de type Poisson, ainsi que certains résultats expérimentaux.

CD 537.311.33 ; 621.385.2

SPÎNULESCU-CARNARU, I. :

Couches minces semiconductrices.

Automatica şi Electronica 9, no. 4, juillet–août 1965, p. 163–170

On expose le problème de la déposition des couches minces dans le vide, les propriétés physiques des couches minces, ainsi que leurs applications dans le domaine de la microélectronique.

CD 621.181.61–522.012.2.001.57

DAVÎDOV, N. I. :

La détermination expérimentale des caractéristiques dynamiques des chaudières à tambours fonctionnant parallèlement.

Automatica şi Electronica 9, no. 4, juillet–août 1965, p. 170–177

On présente quelques considérations concernant la méthode de détermination expérimentale des caractéristiques dynamiques des chaudières qui fonctionnent parallèlement.

CD 621.311.4 ; 621.316.1 ; 621.398

VAISMAN, L., COLIN, L., SASU, I. et STOICA, M. :

Equipement télémécanique à éléments sans contacts pour les installations énergétiques.

Automatica şi Electronica 9, no. 4, juillet-août 1965, p. 177–184

Les auteurs présentent le mode de fonctionnement et les performances techniques d'un équipement télémécanique en code d'impulsions, construit à base d'éléments de commutation statiques, qui peut être appliqué dans les installations énergétiques.

CD 681.142–523.8 ; 656.2

POPA, AL. :

L'utilisation des calculateurs électroniques analogiques pour la détermination des vitesses de circulation et de durée de la marche.

Automatica şi Electronica 9, no. 4, juillet–août 1965, p. 184–188

Dans cet article on examine l'utilisation des calculateurs analogiques pour effectuer les calculs de traction et de durée de la marche.

ACTUALITÉS 189–192
COMPTES RENDUS 192–195
DOCUMENTATION 196–199
CHRONIQUE 199–200

CONTENTS

Leading article

Automatica şi Electronica 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 145–148

DC 621–52 ; 621.375.3

LANDAU, I. D. :

Analysing the working of motor tipping regulators used in the regulating schemes of rapid dynamic processes.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 149–159

A theoretical analysis is given as well as some experimental results concerning the motor tipping regulators. The characteristics of the PD regulator are also established.

DC 681.142.001.57 ; 622.323

PETRESCU, A. :

The modelling by means of electric networks of the piston-type displacement of a liquid by another liquid in a porous medium by taking into consideration the differing densities and viscosities of the liquids.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 159–163

The problem of the liquid-liquid displacement without mixing zone under the conditions of different viscosities and densities is mathematically formulated. The way of modelling this problem on electric networks intended for the solution of Poisson type equations is explained and some experimental results included.

DC 537.311.33 ; 621.385.2

SPÎNULESCU-CARNARU, I. :

Thin semiconductor layers.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 163–170

Some problems connected with the deposition of thin layers in vacuo are discussed as well as the physical properties of thin layers and their applications in the field of microelectronics.

DC 621.181.61–522.5.012.2.001.57

DAVÎDOV, N. I. :

The experimental determination of the dynamic characteristics of drum boilers working in parallel.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 170–177

Some considerations are presented concerning the method of experimentally determining the dynamic characteristics of boilers.

DC 621.311.4 ; 621.316.1 ; 621.398

VAISMAN, L., COLIN, L., SASU, I. and STOICA, M. :

Telemechanical equipment with contactless elements for power plants.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 177–184

The authors present the way of working and technical performances of a telemechanical equipment in impulse code, built on the basis of static commutation elements with application to power plants.

DC 681.142–523.8 ; 656.2

POPA, AL. :

The use of analogical electronic computers for determining the traffic speeds and travelling times.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, iul–aug 1965, p. 184–188

Some information is given concerning the utilization of analogical computers for performing traction and travelling time calculus.

NEWS 189–192
REVIEWS 192–195
DOCUMENTATION 196–199
CHRONICLE 199–200

Tîrgul de specialitate
şi
Congresul

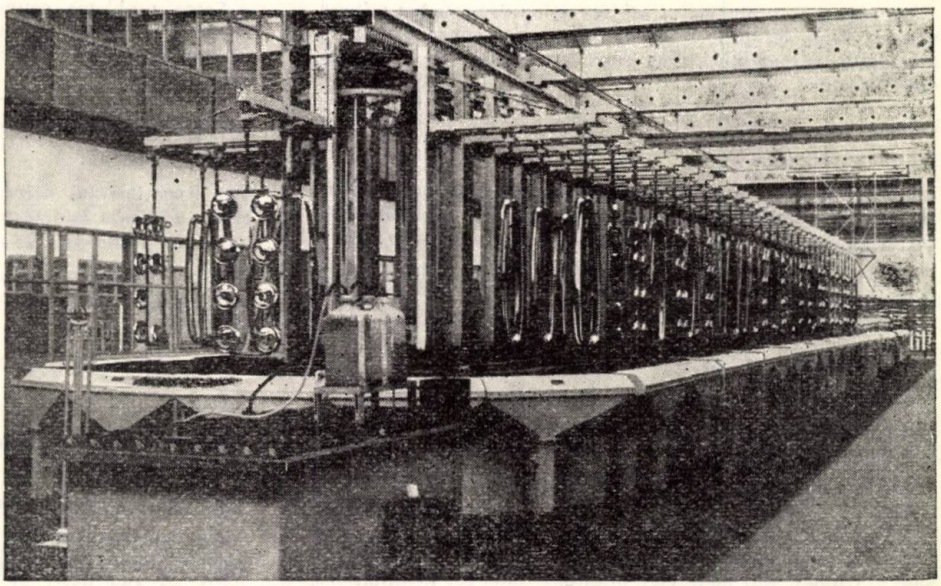
de la
13 la 19 octombrie 1965

INTERKAMA DÜSSELDORF

aduc, în domeniul tehnicii măsurării şi automatizării, oferte internaţionale pentru toate industriile şi pentru cercetare, în special cu realizări electrice pneumatice şi hidraulice.

Adresa : Nordwestdeutsche Ausstellungs- und Messegesellschaft mbH — NOWEA —, 4 Düsseldorf 10, Messegelände, Tel. : 4 40 41
Telex : 08584853

GALVANO-TEHNICA MODERNĂ



BLASBERG livrează :

Cea mai mare instalaţie pentru dublă nichelare din Europa, complet automatizată →

Instalaţii de mare capacitate şi unităţi de automatizare pentru toate procedeele de îmbunătăţire a suprafeţelor
Instalaţii speciale pentru neutralizarea apelor reziduale
Produse chimice de înaltă calitate şi preparate pentru orice operaţie de îmbunătăţire pe cale galvanică şi chimică a suprafeţelor metalelor

Produse speciale printre care :
Instalaţii de automatizare complexă cu comandă program
Băi de nichelare lucioasă de mare productivitate, cu densităţi de curent pînă la 16 A/dm²
Băi de cromare dură
Băi de cromare cu reglare automată
Instalaţii de protecţie de crom pentru evitarea vaporilor nocivi

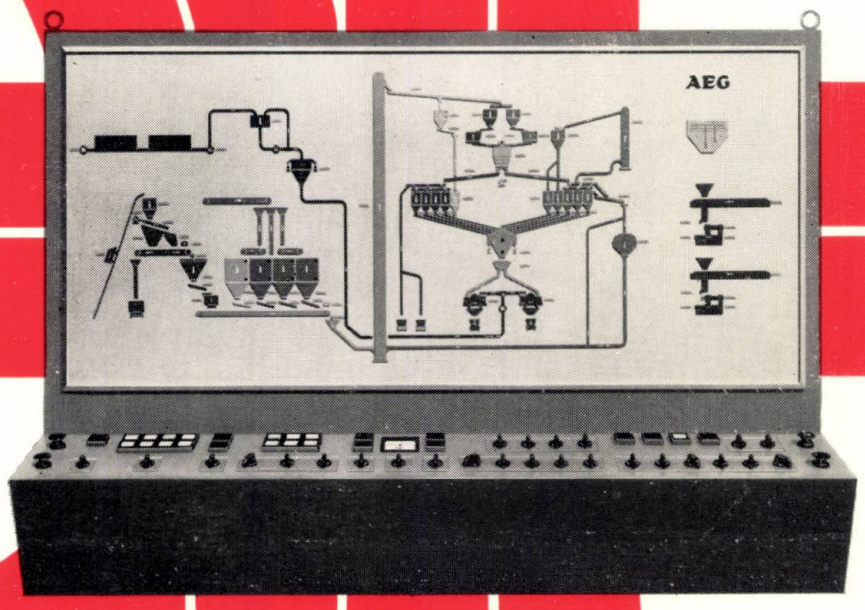
Băi pentru acoperire cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, acide şi alcaline
Băi pentru zincare lucioasă
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF—TR
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF
Băi pentru cositorire lucioasă
Băi pentru cositorire lucioasă „STANNOSTAR"
Eloxal lucios
Paste lichide de şlefuit şi lustruit

CONSULTAŢIILE DE SPECIALITATE SÎNT GRATUITE

BLASBERG

Friedr. Blasberg, Solingen
G. m. b. H. & Co. KG
Spezialfabrik für Galvanotechnik
Telefon (02122) 78061 · 565 Solingen-Merscheid · FS 08514835

5221 Rm



Centrală de comandă a făbricei de piatră de dolomit, Cosipa – Brazilia.

Echipament electric pentru procedee industriale

AEG

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT

EXPORT-ABTEILUNG
Frankfurt (Main), Süd 10 BRD

Procedee moderne tehnologice sunt strîns legate de securitatea funcționării.
Pentru controlul central a instalațiilor s'au dovedit optime schemele simbolice de conexiuni.
In acest caz vin reprezentate depozitele și mijloacele de transport prin simboluri și semnale luminoase. Cantitatea de umplere a buncărelor etc. se poate supraveghea prin alte semnale luminoase.

Defectări sunt imediat vizibile, părțile defecte pot fi eliminate automat și selectiv.
Conexiuni speciale de înzăvorire elimină greșeli de manipulare.
Inginerii dela AEG stau la dispoziție în rezolvarea de orice fel de probleme în domeniul electrotehnicei. Vă rugăm să ne scrieți dacă doriți să profitați de experiența noastră.

DEC 14

ŞANTIERUL NAVAL
OLTENIŢA

construieşte:

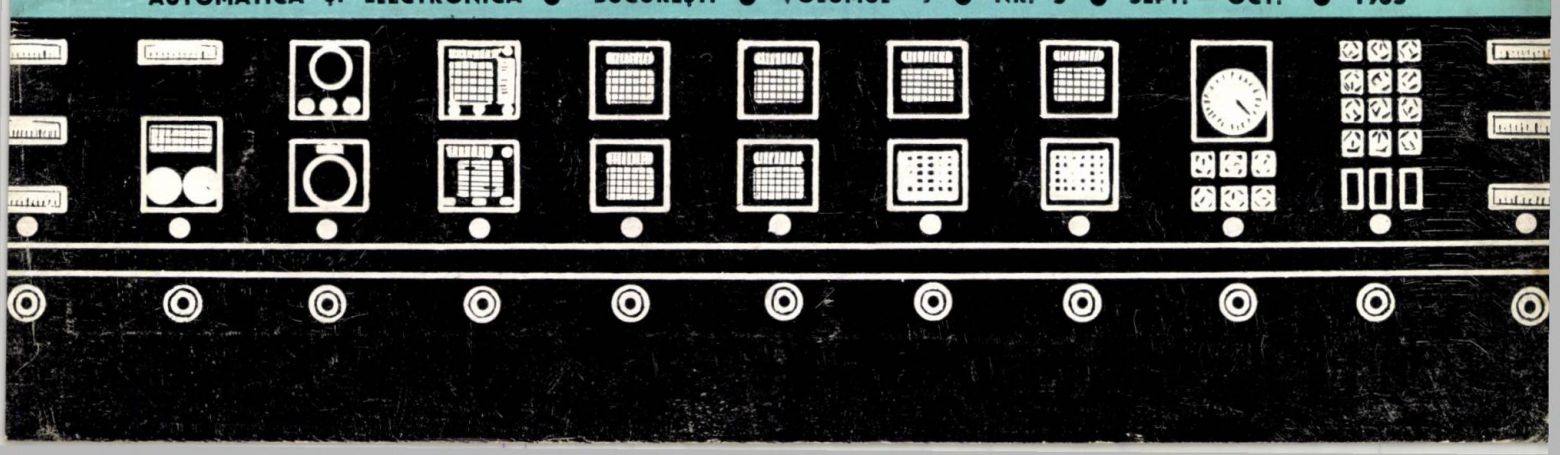
PASAGERE FLUVIALE
REMORCHERE 150-2200 C.P.
DRĂGI MARITIME
MOTONAVE 2000 t
ŞLEPURI 1000 t

E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

5

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 9 • NR. 5 • SEPT. — OCT. • 1965



MICM

ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

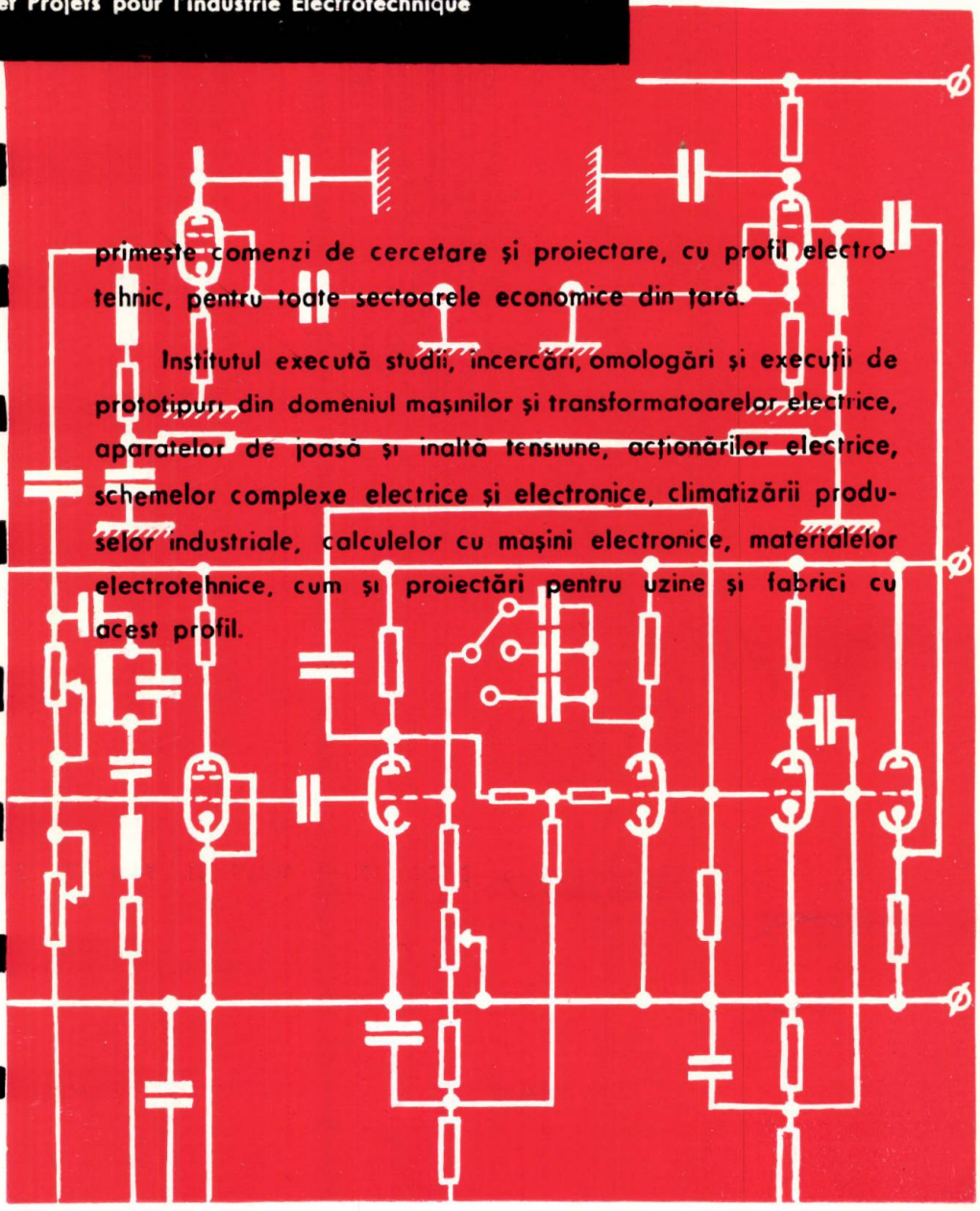
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 16.41.40—16.41.48

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi execuţii de prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 9 (1965), nr. 5 (septembrie-octombrie), p. 201—248

CUPRINS

CZ 681.14-523.8

BOCU, M., FARKAS, GH. şi ROSMAN, M. :
Dispozitivul automat de comandă al maşinii DACICC—1.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 201—202
Se prezintă o descriere succintă a părţii centrale a calculatorului electronic cifric construit la Institutul de calcul din Cluj.

CZ 681.14-501.222 ; 621.318.2

AZZOLA, B. şi JUHÁSZ, J. :
Memoria pe tambur construită la Institutul de calcul din Cluj.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept -oct 1965, p. 202—204
Se expune pe scurt funcţionarea şi caracteristicile memorie pe tambur pentru calculatorul electronic cifric DACICC-1

CZ 681.14-501.222 ; 621.318.2

FARKAS, GH. :
Memoria cu inele de ferită a maşinii DACICC—1.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 204—207
Se arată realizarea practică a unei memorii cu inele de ferită de tipul cu coincidenţă de curent, avînd 1 024 de celule şi ciclul de funcţionare de 17 μs.

CZ 681.142 ; 512.9

DAMSKER, D. :
Metodă de sinteză a sistemelor secvenţiale programabilă la calculatoare electronice numerice.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 207—211
Este dată o metodă de sinteză a sistemelor secvenţiale cu un număr mare de variabile, metodă care comportă mai puţine operaţii decît metoda implicanţilor şi care permite totodată o programare simplă la un calculator cifric.

CZ 621.317.788.082.742

RACOVEANU, N., DUMITRESCU, I. şi TERTIŞCO, M. :
Dinamometru cu afişare numerică pentru sondele în pompaj de adîncime.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 212—217
Se prezintă un dinagraf electronic echipat cu traductoare de frecvenţă biparametrice, realizat în cadrul Institutului de petrol, gaze şi geologie.

CZ 621.376.53

COMĂNESCU, V. :
Discriminatoare cu sensibilitate mărită.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 218—221

CZ 621—523.8

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., MIHĂILESCU, I., CONSTANTINESCU, M. şi GAVĂT, ST. :
Sistemul de reglare unificat, tranzistorizat, pentru procese dinamice rapide — UNIDIN.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 221—228

CZ 621.375.2 ; 621.376.5

POENARU, D. şi VÎLCOV, N. :
Cascoda şi cascoda cu sarcină „bootstrap" în regim tranzitoriu
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 228—233

CZ 621—503.5.003

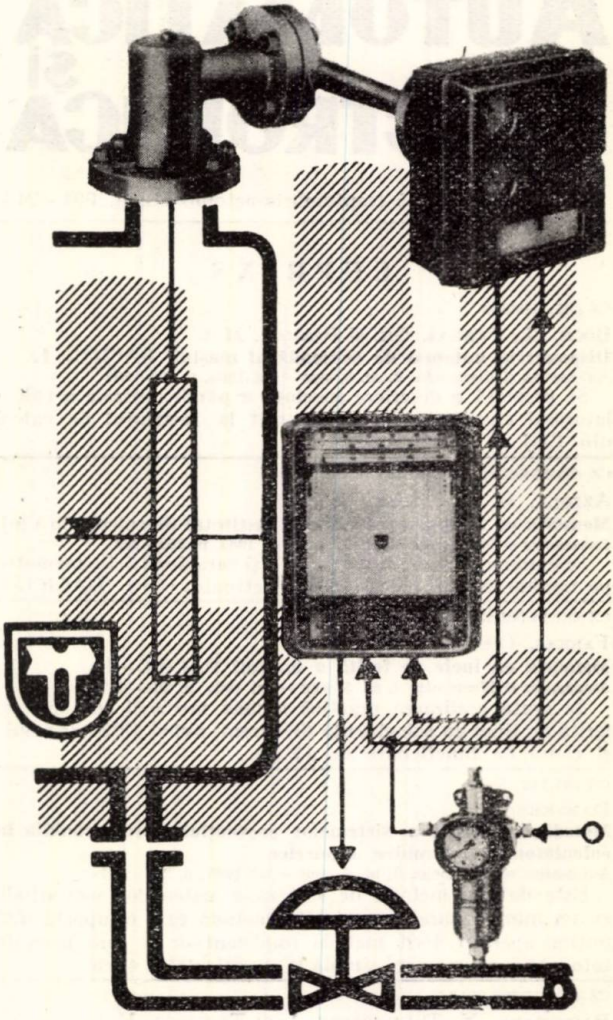
IONESCU, VL. :
Consideraţii privind optimizarea în funcţie de rapiditate a conducerii automate.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 234—238

NOTĂ

CZ 621.382.3.024.001.11

CSERVENY, S. şi BULUCEA, C. :
Observaţii asupra definiţiei unor parametri de curent continuu la tranzistor.
Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept — oct 1965, p. 238—240

ACTUALITAŢI	240—243	**RECENZII**	244—246
DOCUMENTARE	247	**CRONICA**	248



Aparatele REGULA pentru reglarea automată a proceselor de finisare economisesc forțele de muncă și garantează calitatea și siguranța în exploatare.

Export prin

KOVO PRAGA Cehoslovacia

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. IX (pag. 201—248) **nr. 5, septembrie-octombrie** **Bucureşti, 1965**

Ing. M. BOCU, ing. GH. FARKAŞ şi M. ROSMAN

Dispozitivul automat de comandă al maşinii DACICC—1*

Dispozitivul automat de comandă (DAC) pe care-l prezentăm coordonează activitatea maşinii electronice de calcul DACICC-1, construită la Institutul de calcul din Cluj. Calculatorul este de tip serie, cu virgulă fixă şi cu o adresă.

Dispozitivul de comandă (fig. 1) este construit sub forma unei reţele de circuite ŞI cu tranzistoare, care sînt alese consecutiv de linia corespunzătoare operaţiei care se execută. Circuitele ŞI sînt plasate în nodurile reţelei formate de liniile codului de operaţii şi coloanele distribuitorului de impulsuri *DI-1*.

Generatorul pilot al dispozitivului automat de comandă dă impulsurile de tact de durată 3 μs, cu frecvenţa de repetiţie de 100 kHz, care sînt distribuite apoi la bornele de comandă. Se prezintă mai jos principalele părţi ale dispozitivului:

1. Distribuitorul de impulsuri *DI-1* se compune din: un numărător cu patru ordine, legat la un descifrator cu diode cu 16 ieşiri, ale cărui niveluri merg la amplificatoarele de ieşire. Amplificatoarele de ieşire sînt portate de către generatorul pilot, la ieşirea lor apărînd impulsuri pe timpul impulsurilor generatorului şi corespunzător poziţiei numărătorului. Fiecare impuls de numărare aplicat la intrarea numărătorului provoacă apariţia impulsurilor pe poziţia următoare a lui *DI-1*, impulsul de ştergere al numărătorului determinînd alegerea primei coloane a lui *DI-1*. Pentru a se putea realiza salturi de la o linie la alta a lui *DI-1*, numărătorul are un registru de cod în care se înscrie codul liniei unde se doreşte saltul. La ştergerea registrului, codul din el trece în numărător, determinînd alegerea coloanei dorite (bineînţeles, în prealabil numărătorul trebuie să fie şters). Pentru o funcţionare corectă toate aceste comenzi (semnal de numărare, ştergere, înscriere de cod etc.) trebuie să se dea în intervalul dintre două impulsuri ale generatorului.

2. Descifratorul codului de operaţii. Codul operaţiei se transmite prin porţi la registrul codului de operaţii format din cinci ordine cu circuite basculante bistabile, care alimentează un descifrator cu diode cu 32 de ieşiri, urmat de amplificatoare pentru a putea comanda la nivelul de putere cerut. Astfel, fiecărui cod îi corespunde o linie de operaţie (ieşire de amplificator); unele operaţii mai complicate (de exemplu, înmulţirea) folosesc două linii, trecerea de la prima la a doua linie făcîndu-se de către operaţia însăşi.

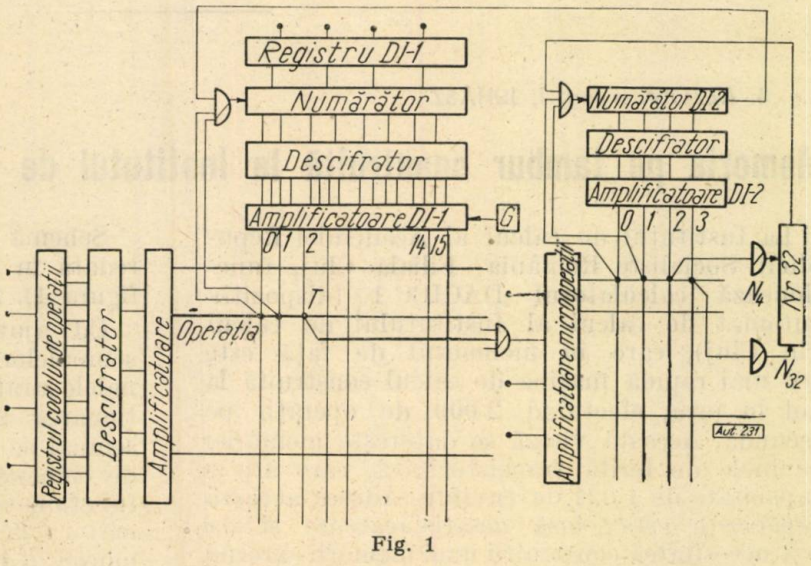


Fig. 1

3. Matricea de operaţii e compusă din circuite ŞI cu tranzistoare care sînt comandate

* Lucrare elaborată la Institutul de calcul — Cluj.

pe bază de către amplificatoarele codului de operaţii, iar pe emiteri de către coloanele lui *DI-1*. În felul acesta, într-un anumit moment nu apar impulsuri decît la ieşirea unuia dintre circuitele ŞI din matrice.

4. Numărătorul de comenzi cu circuitele pentru înscrierea adreselor în memorie şi registrul de comenzi pentru păstrarea celei de-a doua jumătăţi a cuvîntului.

5. Matricea de microoperaţii. Cuprinde distribuitorul de impulsuri *DI-2* cu patru coloane, amplificatoarele pentru liniile de comandă şi matricea propriu-zisă, cum şi un numărător pentru semnalele de deplasare ale registrelor.

Funcţionarea dispozitivului se bazează pe principiul microoperaţiilor, prin a căror îmbinare se realizează diferitele comenzi ale maşinii. Deoarece maşina este de tip serie, aproape toate operaţiile care necesită deplasări ale unor numere în registrele dispozitivului aritmetic intră în categoria microoperaţiilor. De exemplu, adunarea a două numere aflate în registrele R_1 şi R_2 din dispozitivul aritmetic şi trecerea sumei în R_1 constituie o microoperaţie. Maşina dispune 29 de microoperaţii cu ajutorul cărora se realizează diferitele microoperaţii, respectiv comenzile maşinii. Aplicarea acestui sistem a fost dictată atît de considerente economice, cît şi de dorinţa de a se da posibilitatea unei dezvoltări ulterioare a maşinii în sensul creării unor noi comenzi, cum şi a unei perfecţionări a sistemului de comenzi în vederea automatizării programării.

În funcţionarea maşinii, fiecare operaţie este precedată de către operaţia numită terminator, care are codul 00 şi care are rolul de a înscrie codul operaţiei şi de a pregăti funcţionarea ei. Deoarece într-o celulă sînt înscrise două comenzi, terminatorul are două linii comandate de un circuit basculant bistabil, fiecare folosind pentru interpretarea uneia dintre cele două comenzi din cadrul cuvîntului. Terminatorul alege operaţia şi pune pe *DI-1* pe poziţia *0*.

Operaţia aleasă dă semnale la punctele comandate de pe linia *0* şi semnal de numărare la *DI-1*, ceea ce determină trecerea lui pe coloana *1*. Dacă pe coloana aleasă trebuie să se execute o microoperaţie, semnalele de la ieşirea respectivă comandă microoperaţia care distribuie semnalele necesare, sfîrşitul ei dînd abia semnal la *DI-1* pentru trecere pe coloana următoare. Uneori continuarea operaţiei este condiţionată de funcţionarea unui alt dispozitiv al maşinii (de exemplu la tipărirea de către maşina de scris a unei cifre), în care caz semnalul pentru *DI-1* se dă de la semnalul de terminare primit de la dispozitivul respectiv. În felul acesta, prin parcurgerea unui anumit număr din coloanele lui *DI-1* se dau toate semnalele de comandă necesare pentru efectuarea operaţiei; ultimul semnal este întotdeauna *T* (alegerea terminatorului).

Avantajele acestui sistem de construcţie constau în construirea extrem de simplă a unei operaţii noi, care se poate compune din microoperaţiile existente cu ajutorul unui număr de maximum 16 circuite ŞI. Deoarece la un moment dat nu conduce decît un circuit ŞI, numărul de operaţii posibile de construit pentru maşină este teoretic nelimitat.

---

ing. B. AZZOLA şi ing. J. JUHÁSZ

Memoria pe tambur construită la Institutul de calcul din Cluj *

La Institutul de calcul al Academiei Republicii Socialiste România, Filiala Cluj, funcţionează calculatorul DACICC-1 (dispozitiv automat de calcul al Institutului de calcul din Cluj), care în momentul de faţă este cea mai rapidă maşină de calcul construită la noi în ţară, efectuînd 2 000 de operaţii pe secundă. Această viteză se datoreşte memoriei cu inele de ferită tranzistorizată, care are o capacitate de 1 024 de cuvinte. Adesea această capacitate este însă nesatisfăcătoare şi s-a ivit necesitatea construirii unei memorii externe de capacitate mărită, dar de viteză mai mică. Soluţia adoptată a fost o memorie magnetică pe tambur avînd o capacitate de 2 048 de cuvinte şi timp de acces mediu de 12 ms. In articolul de faţă se descrie sumar această memorie.

* Lucrare elaborată la Institutul de calcul — Cluj.

Schema logică a memoriei pe tambur este redată în figura 1 (notaţiile şi simbolurile în figura 4). Această schemă funcţionează astfel:

Cu ajutorul dispozitivului de înscriere a semnalelor de comandă *DISC* se înscriu semnalele arătate în figura 2, care comandă funcţionarea internă a memoriei. Rolul fiecărui semnal se va arăta în continuare. Dispozitivul de comandă al întregii maşini *DAC* comandă funcţionarea externă a memoriei în felul următor: înscrie în registrul de adrese al memoriei *RAM* adresa celulei de la care se cere conţinutul sau în care se va înscrie un conţinut; indică operaţia dorită la trigherul T_3 (scrie sau citeşte); porneşte operaţia T_1 şi controlează efectuarea comenzii T_4.

Memoria pe tambur este în legătură directă cu registrul R_2 al dispozitivului arit-

metic DA, de la care primeşte conţinutul de memorizat, respectiv acestui registru îi eliberează informaţia citită. Funcţional, adresele se compun din două părţi şi, în mod corespunzător, aceste două părţi se înscriu în două registre de adrese ale memoriei pe tambur : registrul — sector de adrese al memoriei *RAMS* şi registrul — cap de adrese al memoriei *RAMC*. Partea de adresă înscrisă în *RAMS* (6 biţi) se referă la alegerea în timp (poziţia tamburului); iar partea înscrisă în *RAMC* (5 biţi) se referă la alegerea în spaţiu (alegere între capete).

În timpul rotirii tamburului, numărătorul de sector, care este pus la zero de semnalul de tură (*T*, fig. 1), numără semnalele de sfîrşit de sector (*S'*, fig. 2) şi, cu ajutorul circuitului de comparare, compară adresa din *RAMS* cu conţinutul numărătorului *Nr*. Dacă ele sînt identice, poarta P_2 este deschisă şi la ieşirea ei apare semnal, în momentul apariţiei semnalului de început de sector (*S*, fig. 2). Poarta P_2 condiţionează basculareа trigherului T_2 în poziţia *1*, care rămîne în această poziţie pe durata sectorului ales. Trigherul T_2 deschide poarta spre generatorul de deplasare *GD*, prin care astfel pot trece semnalele *C* (fig. 2) pentru deplasarea registrului R_2. În cazul înscrierii, T_2 deschide şi porţile *1* sau *0*, în funcţie de cifra de înscris. Aceste porţi sînt acţionate, prin amplificatoare, de la registrul R_2. În cazul citirii din memorie, T_2 şi T_3 deschid poarta amplificatorului de citire *AC*, care citeşte conţinutul celulei alese. Comutatorul pentru alegerea căii (respectiv a capului de citire şi înscriere) are schema redată în figura 3. Pentru ca aceasta să aleagă la citire sau înscriere un cap (respec-

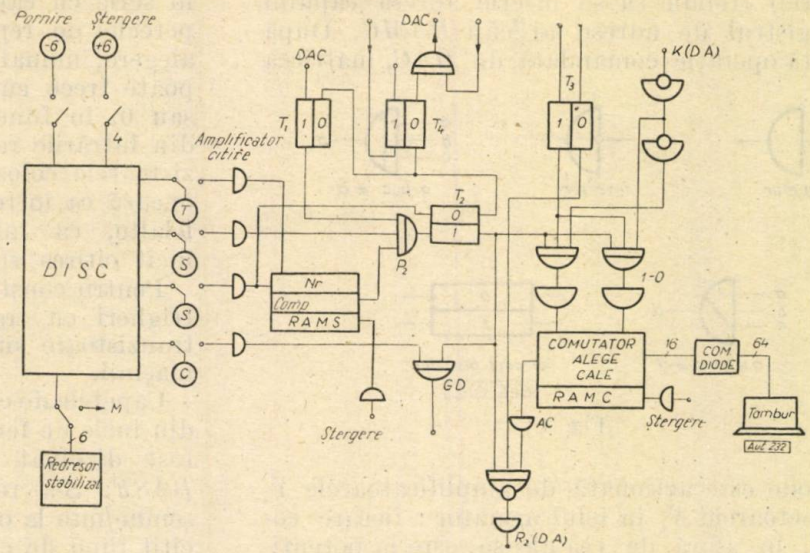


Fig. 1

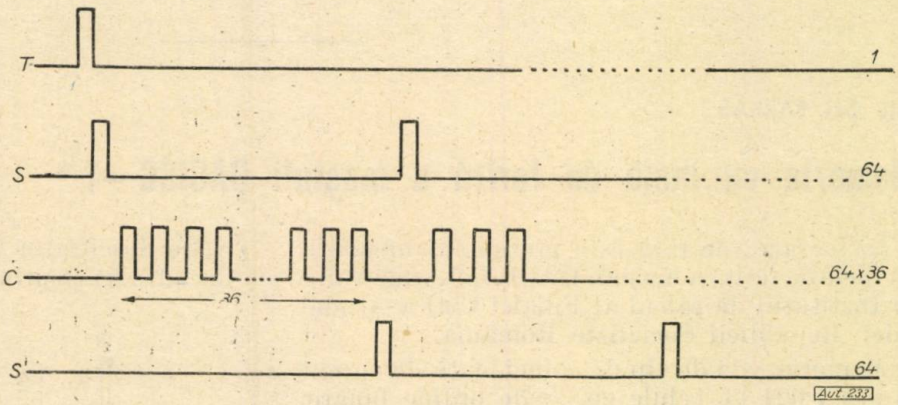


Fig. 2

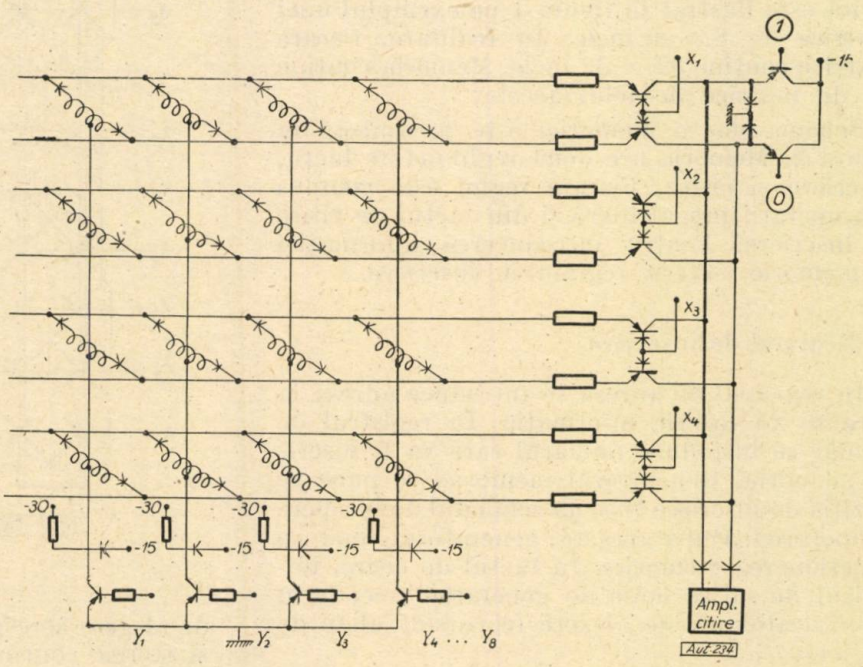


Fig. 3

tiv cale) trebuie să se înscrie adresa capului în registrul de adrese al locăii *RAMC*. După această operaţie comandată de *DAC*, matricea

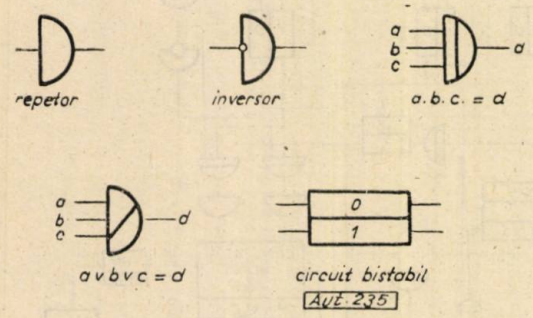


Fig. 4

de diode este acţionată de amplificatoarele Y_i şi repetoarele X_i în felul următor : fiecare coloană, în afară de cea aleasă, este la potenţialul de — 15 V, blocînd astfel diodele care sînt în serie cu capetele. Dat fiind că numai pe o pereche de repetoare X_i se aplică semnal de alegere, numai prin diodele unui singur cap poate trece curent pentru a înscrie pe strat 1 sau 0, în funcţie de semnalul aplicat la una din întrările repetorului *1—0*. La citire, tranzistoarele coloanei Y_i şi liniei X_i alese funcţionează ca întreruptoare conectate, pe cînd celelalte, ca întreruptoare deconectate, astfel încît citirea se face numai de pe capul ales.

Pentru construcţia schemei logice s-au folosit trigheri cu tranzistoare şi porţi cu diode şi tranzistoare similare cu cele folosite în restul maşinii.

Capetele de citire şi înscriere au fost executate din inele de ferită, iar stratul de oxid de fier a fost dizolvat de pe bandă de magnetofon *BASF*. S-a realizat o densitate de circa 6 semne/mm la o frecvenţă de 125 kHz, semnalul citit fiind de circa 30 mV pe 60 de spire, la o solenaţie de 6 amperspire pentru înscriere.

Ing. GH. FARKAS

Memoria cu inele de ferită a maşinii DACICC—1 *

În lucrarea de faţă este prezentată memoria cu inele de ferită a maşinii DACICC-1, construită la Institutul de calcul al Filialei Cluj a Academiei Republicii Socialiste România.

Memoria este de tip de coincidenţă de curent şi are 1 024 de celule cu 38 de ordine binare. Durata unui ciclu de funcţionare a memoriei este de 17 μs. Modul de bobinare a inelelor de ferită este ilustrat în figura 1 pe exemplul unei matrice de 8 × 8 inele. În realitate, fiecare matrice conţine 32 × 32 inele. Memoria conţine 38 de matrice de felul acesta.

Schema-bloc a memoriei este prezentată în figura 2. Memoria are două regimuri de lucru, înscriere şi citire. Fiecare regim este compus din operaţii pregătitoare şi din tactul de citire şi înscriere. Pentru introducerea informaţiei în memorie serveşte regimul de înscriere.

1. Regimul de înscriere

În registrul de adresă se introduce adresa la care se va înscrie informaţia. În registrul de număr se introduce numărul care va fi înscris în memorie. Generatorul memoriei se pune pe poziţia de înscriere şi se dă semnalul de începere a operaţiei. După aceasta, generatorul conduce funcţionarea memoriei. În tactul de citire, impulsul de citire emis de generator trece prin amplificatoarele de alegere (care sînt alese de către descifrator conform adresei din registrul de adresă) şi prin matricea de alegere, la linia

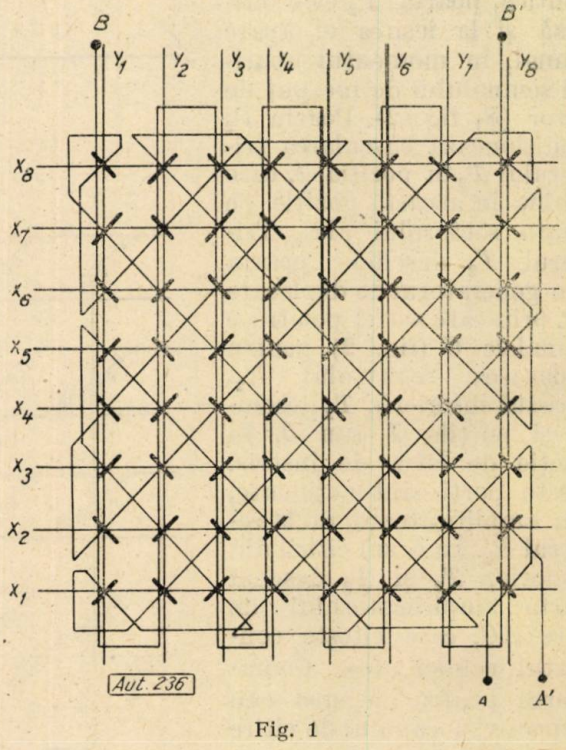


Fig. 1

de alegere corespunzătoare a matricei cu ferite, şi şterge conţinutul celulei respective. Amplificatoarele de citire sînt blocate în această

* Lucrare elaborată la Institutul de calcul — Cluj.

perioadă şi semnalele care apar pe bornele bobinelor de citire nu modifică conţinutul registrului de număr. Astfel celula în care se va înscrie conţinutul registrului de număr este pregătită pentru primirea informaţiei.

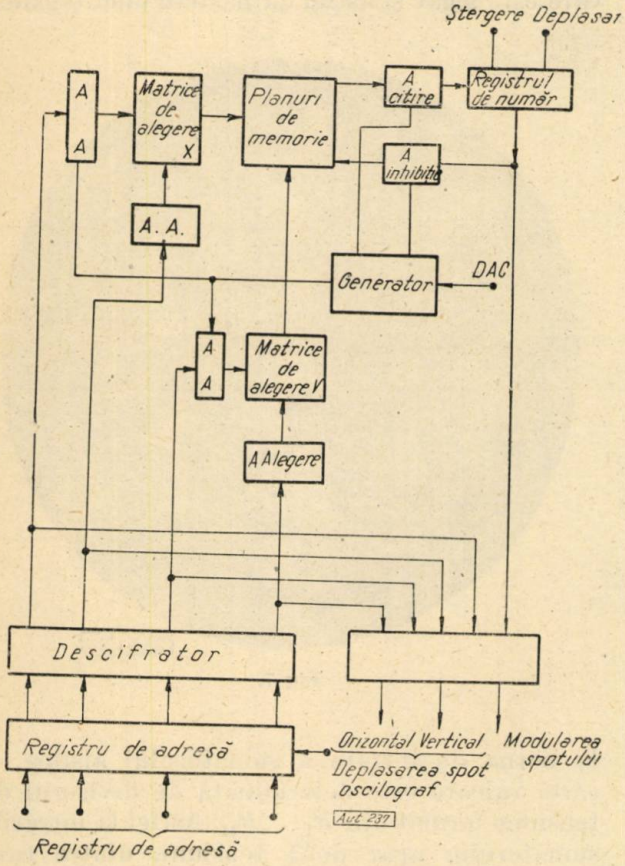


Fig. 2

Inscrierea conţinutului registrului de număr în celula corespunzătoare se efectuează în tactul de înscriere al generatorului cînd, pe aceeaşi cale pe care a fost trimis impulsul de citire, se trimite un impuls de înscriere. Acest impuls de înscriere are tendinţa să înscrie *1* în fiecare ordin al celulei respective. Pentru ca conţinutul celulei să fie determinat de numărul înscris în registrul de număr, amplificatoarele de inhibiţie, prin intermediul bobinelor de inhibiţie, inhibă curentul de înscriere în acele ordine ale celulei în care trebuie să fie înscris *0*.

Pentru obţinerea informaţiei înmagazinate serveşte regimul de citire a memoriei.

2. Regimul de citire

În registrul de adresă se înscrie adresa celulei al cărei conţinut trebuie citit. Registrul de număr se goleşte. Generatorul memoriei se pune pe poziţia de citire şi se dă semnalul de începere a operaţiei, după care generatorul memoriei intră în funcţiune. În tactul de citire, impulsul generatorului (care ajunge la celula aleasă în acelaşi mod ca şi la înscriere) basculează inelele din acele ordine ale celulei în care erau înscrişi *1*. Astfel la bornele de intrare ale amplificatoarelor de citire din ordinele respective apare un semnal. Generatorul deblochează amplificatoarele de citire, semnalul citit se amplifică şi se înscrie în ordinul corespunzător al registrului de număr.

Pentru ca conţinutul celulei citite să se păstreze în continuare în memorie, tactul de citire este urmat de reînscriere. Tactul de reînscriere este analog cu tactul de înscriere a regimului de înscriere, cu singura deosebire că conţinutul registrului de număr este acum determinat de conţinutul celulei citite în tactul de citire.

3. Sistemul de alegere a memoriei

Memoria are două sisteme identice de alegere X şi Y cu cîte 32 de linii de ieşire. Schema principială a sistemului de alegere este redată în figura 3 pentru un sistem cu patru ieşiri. Montajul funcţionează în modul următor : după fixarea adresei în registrul de adresă, descifratoarele aleg, prin preamplificatoarele corespunzătoare, tranzistoarele care acţionează asupra liniilor de alegere a matricei de alegere. Să presupunem că au fost alese ieşirile A şi B ale descifratoarelor. În timpul tactului de citire, în cazul acesta, impulsul generatorului trece prin

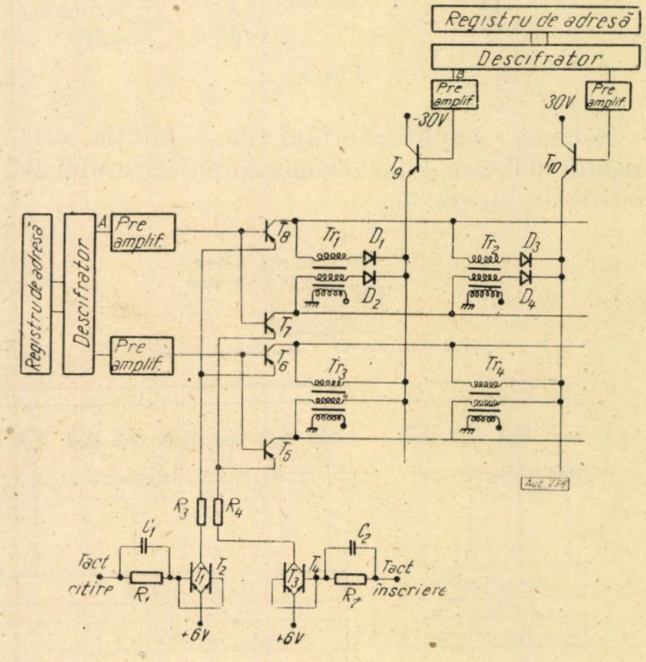


Fig. 3

T_8, prin bobina primară a transformatorului Tr_1, prin D_1 şi T_9. Tranzistorul T_8, rezistenţa R_3 şi tranzistoarele T_1 şi T_2 formează un generator de curent constant.

În timpul tactului de înscriere, impulsul trece prin T_7, prin cealaltă bobină primară a transfor-

matorului Tr_1, prin D_2 şi T_9. Impulsurile de citire şi de înscriere din bobinele primare ale transformatorului Tr_1 induc, în bobina lui

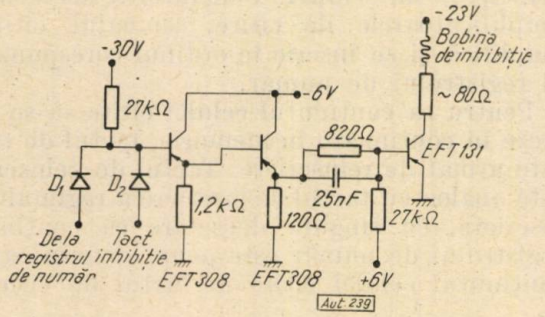


Fig. 4

secundară, impulsuri de alegere de diferite polarităţi. Bobinele secundare ale transformatoarelor se leagă la liniile de alegere a matricei de ferită.

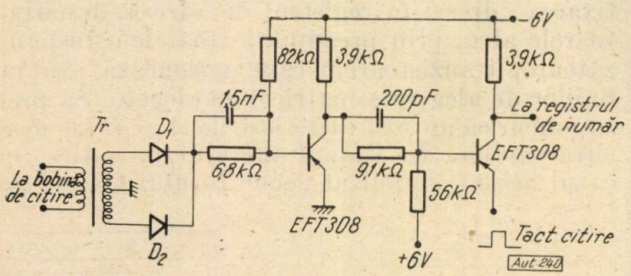


Fig. 5

Schema amplificatorului de inhibiţie este redată în figura 4, iar schema amplificatorului de citire, în figura 5.

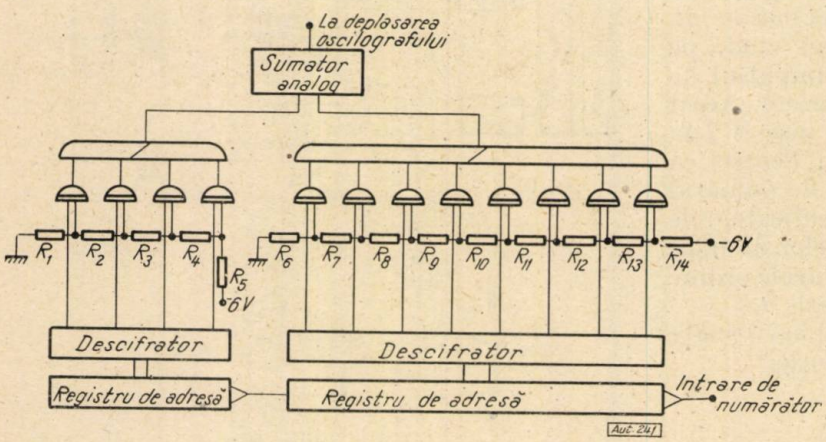


Fig. 6

Memoria are un sistem de verificare cu ajutorul căruia se parcurg în mod automat toate celulele ei. Acest regim se realizează în modul următor : registrul de adresă este acţionat ca un numărător şi prin aceasta se asigură alegerea succesivă a tuturor celulelor. Sistemul, reprezentat în figura 6, formează, conform adreselor din registrul de adresă, tensiunea de deplasare pe orizontală a unui osciloscop. Fiecare ieşire aleasă a descifratorului deblochează pe ŞI la care este legat şi astfel dă naştere unei tensiuni

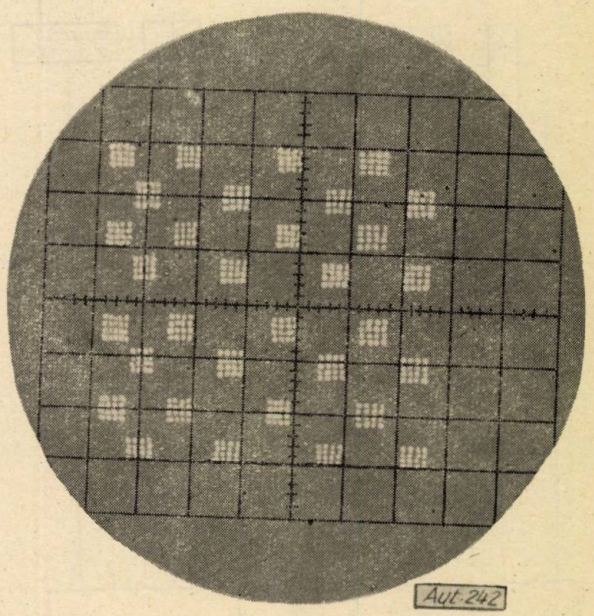


Fig 7.

la borna de intrare a sumatorului analog, a cărei valoare este determinată de divizorul de tensiune format din $R_1 \ldots R_{14}$. Astfel la intrările sumatorului apar două tensiuni, dintre care una conţine patru trepte, iar alta opt trepte. Din suma lor rezultă 32 de trepte de tensiune. Tensiunea de deplasare pe verticală este formată de un sistem asemănător. Cele două tensiuni de deplasare, formate din cîte 32 de trepte, determină pe ecranul osciloscopului un cîmp format din 32×32 puncte luminoase. Fiecare punct luminos corespunde unei anumite adrese, adică unei celule din memorie. Luminozitatea spotului osciloscopului se modulează printr-un amplificator cu conţinutul unui ordin al registrului de număr. Astfel pe ecranul osciloscopului este vizibil conţinutul fiecărei celule a memoriei din ordinul respectiv. Dacă o celulă în ordinul acela conţine *1*, pe ecran apare un punct luminos. Dacă conţine *0*, în poziţia respectivă nu apare punctul luminos. Legînd intrarea amplificatorului de modulaţie de spot pe rînd la diferite ordine ale registrului de număr,

se poate vizualiza rapid tot conţinutul memoriei. În modul acesta a fost obţinută poza fotografiată de pe ecranul oscilografului, care corespunde unui conţinut particular (fig. 7).

Inelele de ferită utilizate în memorie sînt de fabricaţie poloneză, cu diametrul exterior de 2 mm, curent de acţionare de 600 mA. Toate circuitele de acţionare a memoriei sînt realizate cu tranzistoare fabricate în ţară.

Autorul ţine să mulţumească cu această ocazie inginerilor M. Bocu şi Ch. Petrescu pentru participarea lor la lucrările de construcţie a memoriei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Meyerhoff, A. I. *Digital applications of magnetic devices.* New York, J. Wiley.
[2] Bolev, A. F. etc. *Ţifrovaia sistema nacoplenia i obrabotki informaţii* (A.I.—2048). Moscova, Gosatomizdat, 1963.

Ing. D. DAMSKER — Laureat al Premiului de Stat

Metodă de sinteză a sistemelor secvenţiale programabilă la calculatoare electronice numerice

Pentru sinteza sistemelor secvenţiale sînt cunoscute metode, unele bazate pe calculul boolean [1], altele pe grafice [2], [3]. Metodele cunoscute devin impracticabile cînd numărul variabilelor este mare. Metoda expusă aici poate fi folosită manual pentru un număr mare de variabile şi poate fi programată la un calculator numeric pentru un număr foarte mare de variabile.

1. Principiile metodei

Se pleacă de la prescripţiile impuse sistemului secvenţial. Se întocmeşte tabela termenilor minimali, fie direct după prescripţii, fie după tabela trecerilor, folosită în metoda graficelor. Tabela termenilor minimali se constituie după cum urmează. Fiecărei stări staţionare sau tranzitorii i se atribuie cîte un rînd. În fiecare rînd se notează un semn pentru stare tranzitorie sau staţionară, apoi numărul de ordine al stării, formaţia de valori a mărimilor de ieşire, notate aici cu *S1*, *S2*, *S3*..., formaţia de valori a tuturor variabilelor independente a_1, a_2, a_3... şi codul de valori al mărimilor intermediare x, y, z... Combinaţiile valorilor variabilelor independente urmăresc pe rînd prescripţiile, şi secvenţele sînt discriminate între ele de valorile mărimilor intermediare. Atribuirea valorilor mărimilor intermediare va ţine seamă de combinaţia de variabile independente care este mai potrivită pentru modificarea acestor valori, valori care vor fi menţinute constante în cadrul aceleiaşi secvenţe (exemple în capitolul 2 şi într-un articol viitor). Rîndurile cu aceleaşi valori pentru toate variabilele de felul a, S şi x se contopesc.

Termeni minimali obligatorii, compatibili şi incompatibili

Atît pentru mărimile de ieşire, cît şi pentru cele intermediare ale sistemului secvenţial, spre deosebire de sistemele cu comandă directă, sînt de luat în considerare trei categorii de termeni minimali.

Pentru mărimile de ieşire, termenii minimali obligatorii (obligaţi) sînt termenii din tabelă, cărora le corespunde valoarea 1 fiecăreia dintre aceste mărimi luate separat. Termenii minimali incompatibili sînt termenii din tabelă cărora le corespunde valoarea 0 pentru mărimea de ieşire respectivă.

Termenii minimali compatibili sînt combinaţiile de valori, care nu sînt trecute în tabela termenilor, dar cărora li se poate atribui valoarea 1 pentru mărimea de ieşire considerată. Termenii compatibili provin din stările indiferente şi imposibile din punct de vedere fizic. Potrivit metodei expuse, numai unii termeni compatibili sînt preluaţi în prelucrarea logică.

Mărimile intermediare şi cele de ieşire, care folosesc simultan şi ca mărimi intermediare, sînt considerate de noi ca fiind materializate de circuite bistabile, care se menţin în starea comandată şi după dispariţia semnalelor de comandă. În consecinţă, pentru mărimile intermediare trebuie sintetizate numai combinaţiile care le basculează [3], [4]. Pentru combinaţiile de comandă, termenii minimali obligatorii sînt corespunzători stărilor tranzitorii şi staţionare care le succedă (cu acelaşi număr). Între aceste stări se modifică numai valoarea mărimii intermediare care părăseşte valoarea din secvenţa trecută şi preia valoarea nouă; aceasta va marca o nouă secvenţă. Toţi termenii staţio-

nari care au valoarea corespunzătoare stării din care a basculat mărimea intermediară sînt incompatibili. Termenii tranzitorii care indică o basculare de sens contrar sînt incompatibili. Toţi ceilalţi termeni înscrişi sau nu în tabelă pot fi compatibili.

Logica golurilor

La baza logicii de reducere a variabilelor este un raţionament cunoscut pentru sistemele de comandă directă. Fie T_1 şi T_2 doi termeni care au aceleaşi valori pentru toate variabilele, cu excepţia uneia a_k :

$$T_1 = a_1 \& \; a_2 \& \ldots a_k \& \ldots a_n ,$$

$$T_2 = a_1 \& \; a_2 \& \ldots a_k \& \ldots a_n .$$

Mărimea de ieşire *S1* are aceeaşi valoare pentru ambii termeni, aşa încît nu depinde de a_k care poate fi redusă şi golul respectiv se marchează cu semnul 0.

Cu ajutorul raţionamentului de mai sus se poate demonstra următoarea teoremă.

Teoremă. Dacă un termen minimal, obligat sau compatibil cu mărimea sintetizată, are p variabile egale cu 1 şi au putut fi obţinute p combinaţii ale variabilelor pentru care aceeaşi mărime de ieşire are valoarea 1, fiecare combinaţie avînd $(p-1)$ goluri şi cîte un zero distribuite uniform în toate poziţiile celor p variabile, celelalte variabile fiind constante în toate expresiile, se obţine o combinaţie nouă care are p goluri în locul celor p variabile cu valoarea 1 în termenul minimal, şi care înlocuieşte toate combinaţiile şi termenul minimal definite mai sus.

În cazul lui p egal cu doi, fie C_1 şi C_2 combinaţiile şi T_1 termenul minimal de mai jos (în locul punctelor sînt valori constante):

$$T_1 = \ldots 1 \ldots 1 \ldots$$

$$C_1 = \ldots 0 \ldots 0 \ldots$$

$$C_2 = \ldots 0 \ldots 0 \ldots$$

În expresia lui C_1, lui 0 i se poate atribui valoarea 1. Rezultă :

$$(T_1, \; C_1) = \ldots 1 \ldots 0 \ldots$$

şi încă :

$$(T_1, \; C_1, \; C_2) = \ldots 0 \ldots 0 \ldots ,$$

ceea ce trebuia demonstrat.

Admiţînd valabilitatea pentru cazul $(p-1)$, se demonstrează pentru p. Fie :

$T_p = \ldots 11 \ldots 1 \ldots$ (valoarea 1 în p poziţii), şi p expresii C_0, $C_1 \ldots C_{(p-1)}$:

$C_0 = \ldots 0 \;\; 0 \ldots 0 \ldots$ (în cele p poziţii ca mai sus),

$C_1 = \ldots 0 \;\; 0 \ldots 0 \ldots$ (în cele p poziţii ca mai sus),

$C_{(p-1)} = \ldots 0 \;\; 0 \ldots 0 \ldots$ (în cele p poziţii ca mai sus).

Se consideră T_p şi C_0. Tuturor golurilor din C_0 li se poate atribui valoarea 1, aşa încît se obţine expresia :

$$(T_p, \; C_0) = \ldots 01 \ldots 1 \ldots$$

Se consideră acum expresia $(T_p, \; C_0)$ şi expresiile C_1 la $C_{(p-1)}$, care au toate în prima poziţie un gol, astfel încît variabila respectivă este eliminată în toate expresiile. Expresia $(T_p, \; C_0)$ are $(p-1)$ valori 1 în poziţiile considerate şi sînt $(p-1)$ combinaţii cu $(p-2)$ goluri şi cîte un zero uniform distribuite, aşa încît se aplică teorema pentru cazul $(p-1)$. Valorile 1 din $(T_p, \; C_0)$ se transformă în goluri. În total rezultă expresia :

$(T_p, \; C_0 \ldots C_{(p-1)}) = \ldots 0 \;\; 0 \ldots 0 \ldots$ (în p poziţii).

Corolar. Dacă între termenii minimali obligaţi şi compatibili cu o anumită mărime se poate separa un grup de variabile pentru care există toţi termenii necesari care să cuprindă, de la toate valorile zero, la toate valorile 1, toate numerele de 1 intermediare distribuite uniform, restul variabilelor fiind constante, atunci toţi termenii respectivi pot fi înlocuiţi cu o expresie, care cuprinde termenii constanţi şi variabilele reduse din cadrul grupului. Pentru un grup de trei variabile, termenii cărora li se poate aplica corolarul se prezintă astfel :

..0 0 0..
..1 0 0..
..0 1 0..
..0 0 1..

..1 1 0..
..1 0 1..
..0 1 1..

..1 1 1..

Corolarul este rezultatul aplicării repetate a teoremei de mai sus şi corespunde unui cîmp compact de adiacenţe în metoda graficelor.

Din primii patru termeni, aplicînd teorema de mai sus, rezultă :

..0 0 0..
..0 0 0..
..0 0 0..

Luînd pe rînd cîte un termen care are două poziţii ocupate cu 1 şi cîte două expresii de mai sus, aplicînd aceeaşi teoremă, rezultă :

..0 0 0..
..0 0 0..
..0 0 0..

Aceeaşi teoremă aplicată ultimului termen cu trei valori 1 şi expresiilor de mai sus arată că toţi termenii consideraţi pot fi înlocuiţi de expresia

..0 0 0..

Prin aplicarea repetată a corolarului se obţin expresiile înlocuitoare cu variabile reduse.

Exemplu. Fie un grup de patru variabile care îndeplineşte condiţiile cerute de corolar cu excepţia termenului cu un singur 1 în coloana a treia care este incompatibil.

I	..0 0 0 0..	
I	..1 0 0 0..	
I	..0 1 0 0..	
	..0 0 1 0..	incompatibil
I	..0 0 0 1..	
I	..1 1 0 0..	
II a	..1 0 1 0..	
I	..1 0 0 1..	
I	..0 1 0 1..	
	. . . . .	
	. . . . .	
I	..1 1 0 1..	
II bc	..0 1 1 1..	
II abc	..1 1 1 1..	

Termenii vor fi separaţi în două categorii: prima categorie care are valoarea 0 în coloana a treia şi categoria a doua care are valoarea 1 în coloana a treia.

La prima categorie de termeni se poate aplica corolarul pentru trei variabile, cu O constant în coloana a treia. Va rezulta expresia:

..0 0 0 0..,

care înlocuieşte toţi termenii din prima categorie.

In categoria a doua, toţi termenii au valoarea 1 constantă în coloana a treia. Lipseşte însă termenul 0 0 1 0 (incompatibil). Se despart termenii în alte trei categorii, fiecare avînd cîte un 1 în plus constant pe rînd în fiecare dintre cele trei coloane de variabile disponibile:

..1 0 1 0..	..0 1 1 0..	..0 0 1 1..
..1 1 1 0..	..1 1 1 0..	..1 0 1 1..
..1 0 1 1..	..0 1 1 1..	..0 1 1 1..
..1 1 1 1..	..1 1 1 1..	..1 1 1 1..
..1 0 1 0..	..0 1 1 0..	..0 0 1 1..

Pentru fiecare dintre aceste grupuri s-a notat, sub linie, expresia care rezultă după aplicarea corolarului variabilelor care îşi modifică valoarea. Comparînd pe rînd ultimele expresii cu combinaţia care înlocuieşte prima categorie de termeni, rezultă că toţi termenii consideraţi pot fi înlocuiţi cu expresiile:

..0 0 0 0..; ..1 0 0 0 ..;
..0 1 0 0 ..; ..0 0 0 1 ..

Selectarea variabilelor cu valori constante

Înainte de a se proceda la reducerea variabilelor este necesar să se aleagă variabilele cu valoare constantă care nu pot sau nu trebuie să fie reduse. Mărimea sintetizată poate avea toţi termenii obligaţi cu una sau mai multe variabile cu valoare constantă. Uneori este posibil ca aceste variabile să fie reduse prin termenii compatibili. În aceste cazuri, înainte de a se căuta termenii compatibili, trebuie să se verifice dacă variabila respectivă este reductibilă. Se lasă de o parte variabila a cărei reductibilitate este căutată şi se controlează dacă formaţia valorilor celorlalte variabile nu se regăseşte între termenii incompatibili. În astfel de cazuri, variabila cercetată este ireductibilă.

La sinteza mărimilor intermediare, pe baza procedeului expus, trebuie să se selecţioneze ca variabile ireductibile acele mărimi care corespund semnalelor care comandă bascularea bistabilului respectiv. În expresia semnalelor care provoacă bascularea trebuie să apară atîţia termeni cîte variabile sînt care iniţiază acelaşi fel de basculare, însă în secvenţe diferite. Dacă în termenii obligaţi apar mărimi cu valori constante, trebuie cercetată reductibilitatea lor. Se consideră formaţia de valori ale variabilelor fără mărimea a cărei reductibilitate se cercetează. Dacă formaţia de valori se regăseşte între termenii incompatibili (din care s-a eliminat aceeaşi variabilă), atunci această variabilă este ireductibilă.

2. Desfăşurarea operaţiilor de reducere a variabilelor

În organizarea prelucrării se pleacă de la termenii obligaţi şi se selectează variabilele constante pentru fiecare dintre mărimile a căror sinteză trebuie realizată. Apoi se caută termenii obligaţi sau compatibili cu numărul maxim de zerouri. Se fixează astfel pe rînd cîte o grupă de variabile a căror reducere urmează a se încerca. Respectînd valorile constante, se caută pe rînd toţi termenii care cuprind formaţiile de valori necesare aplicării corolarului expus.

Dacă nu sînt găsiţi toţi termenii necesari, se renunţă la reducerea unor variabile şi se menţine valoarea zero pentru ele (ca în exemplul dat). Se înregistrează rezultatele parţiale şi termenii obligaţi înlocuiţi prin rezultatele obţinute. Apoi se face reducerea variabilelor pornind de la alte grupe de zerouri, cu un număr din ce în ce mai mic de zerouri, şi se înregistrează rezultatele obţinute. Apoi se încearcă reduceri de variabile între rezultatele obţinute. Dintre rezultate se reţin cele mai simple, cu condiţia ca toţi termenii obligaţi să fie implicaţi (nu şi cei compatibili care pot fi sau nu implicaţi).

Organizarea operaţiilor va fi reluată într-un articol viitor, în care se va trata programarea sintezei la un calculator numeric. Exemplul care urmează concretizează metoda de sinteză.

Specificaţia condiţionărilor sistemului exemplu

Se face sinteza unui mecanism electronic de secvenţare a unor comenzi. Sistemul este dotat şi cu un dispozitiv de programare. Mărimile de ieşire din mecanism *S1*, *S2*, *S3*, *S4* iniţiază pe rînd fiecare secvenţă a procesului. În cadrul fiecărei secvenţe se citeşte şi se realizează o parte din program. După realizarea secvenţei respective, procesul emite pe rînd semnalele *A1* şi *A2*, şi anume la terminarea secvenţelor *S2* şi *S4* semnalul *A1* şi la terminarea secvenţelor *S1* şi *S3* semnalul *A2*. Prin aceste semnale, mecanismul de secvenţare înaintează cu un pas, emiţînd semnalul *S* următor. În cadrul unei secvenţe se poate ca, prin programare, continuarea secvenţei să fie anulată, aşa încît un semnal *P* dat de program să înlocuiască fie semnalul *A1*, fie semnalul *A2*, şi să comande înaintarea mecanismului de secvenţare cu un pas. Semnalele *A1*, *A2* şi *P* nu pot apărea simultan.

Pe baza specificaţiei condiţiilor de mai sus s-a întocmit tabela trecerilor (tabela 1). Tabela trecerilor este transpusă sub forma tabelei termenilor minimali, după procedeul expus la începutul capitolului 1.

Tabela 1

	A1,	*P*,	*A2*	*S1*	*S2*	*S3*	*S4*
000	100	010	001				
2	[1]			1	0	0	0
[2]		3	4	1	0	0	0
5		[3]		0	1	0	0
5			[4]	0	1	0	0
[5]	7	6		0	1	0	0
8		6		0	0	1	0
8	[7]			0	0	1	0
[8]		9	10	0	0	1	0
11		[9]		0	0	0	1
11			[10]	0	0	0	1
[11]	1	12		0	0	0	1
2		[12]		1	0	0	0

În tabela 2 s-a notat cu 1 starea staţionară şi cu 0 starea nestaţionară (tranzitorie).

Sinteza mărimilor de ieşire

Din examinarea termenilor obligaţi ai mărimii *S1* (prima grupă de şase termeni) se observă că $X = 0$, $Y = 0$ sînt valori constante. Aceste mărimi sînt ireductibile, căci prin reducerea

Tabel a 2

St Nst	Nr.	*S1*	*S2*	*S3*	*S4*	*A1*	*P*	*A2*	*x*	*y*	*z*
1	01	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	12	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	02	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	02	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	03	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	04	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1
1	03	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1
1	04	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1
0	05	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1
1	05	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	06	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
0	07	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
1	06	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0
1	07	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0
0	08	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0
1	08	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
0	09	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1
0	10	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1
1	09	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1
1	10	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1
0	11	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
1	11	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
0	01	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0
0	12	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0

acestora ar fi ambiguitate între termenii 101 cu 007, 002 cu 105, 003 cu 103, 004 cu 104, 102 cu 005, 112 cu 006.

Se caută termenul cu numărul maxim de zerouri, se găseşte 002 :

$$002 \quad 000 \quad \overline{X} \quad \overline{Y} \quad 0.$$

Se caută pe rînd termenii cu ajutorul cărora să se reducă toate variabilele rămase. Dacă aceştia nu se găsesc între termenii obligaţi, se aleg termenii compatibili care au fost numerotaţi de la 200 în sus.

$$\begin{array}{llll} 1\,0\,1 & 1\,0\,0 & \overline{X} & \overline{Y}\;0 \\ 1\,0\,2 & 0\,0\,0 & \overline{X} & \overline{Y}\;1 \\ 1\,1\,2 & 0\,1\,0 & \overline{X} & \overline{Y}\;0 \\ 2\,0\,0 & 0\,0\,1 & X & \overline{Y}\;0 \end{array}$$

Termenul 200 este compatibil, căci nu este printre termenii incompatibili.

Se caută în continuare termenii cu cîte două variabile egale cu 1. Şi se găsesc :

$$\begin{array}{llll} 0\,0\,3 & 0\,1\,0 & \overline{X} & \overline{Y}\;1 \\ 0\,0\,4 & 0\,0\,1 & \overline{X} & \overline{Y}\;1 \\ 2\,0\,1 & 1\,0\,0 & \overline{X} & \overline{Y}\;1 \end{array}$$

2 0 2 1 1 0 $\overline{X}$ $\overline{Y}$ 0
2 0 3 1 0 1 $\overline{X}$ $\overline{Y}$ 0
2 0 4 0 1 1 $\overline{X}$ $\overline{Y}$ 0

Termenii care au două semnale de comandă egale cu 1 sînt compatibili pentru că sînt situaţii imposibile fizic.

Au fost găsiţi toţi termenii necesari. Se caută termenii cu trei valori egale cu 1. Toţi aceşti termeni sînt compatibili, pentru că cuprind cel puţin două semnale de comandă simultane. La fel şi termenul cu patru valori egale cu 1. Rezultă că se poate aplica corolarul stabilit mai sus, şi expresia mărimii sintetizate este:

$$S1 = \overline{X} \,\&\, \overline{Y}.$$

Sinteza celorlalte mărimi de ieşire decurge la fel şi se ajunge la expresiile:

$$S2 = \overline{X} \,\&\, Y, \quad S3 = X \,\&\, Y, \quad S4 = X \,\&\, \overline{Y}.$$

Sinteza mărimilor intermediare

Se caută expresia semnalelor de comandă care basculează bistabilul X din repaus în poziţie de lucru $\{X\ (0\ 1)\}$. Termenii obligaţi sînt 006, 007, 106, 107. Semnalele care comandă bascularea sînt P în termenii 006, 106 şi $A1$ în termenii 007, 107, şi sînt deci ireductibili. În primii termeni, Y este ireductibil, căci altfel X ar bascula la starea 112 cînd nu trebuie. La fel şi Z este ireductibil, din cauza ambiguităţii cu termenul 103. În cazul termenilor 007, 107, Y este ireductibil (ambiguitate cu termenul 101), în schimb Z este reductibil.

Deci X va bascula direct (de la 0 la 1) la semnalele de comandă exprimate prin termenii:

0 0 6, 1 0 6 0 P 0 Y $\overline{Z}$
0 0 7, 1 0 7 ($A1$) 0 0 $\overline{Y}$ 0

Pentru fiecare termen în parte se cercetează reducerea variabilelor care au rămas. Se găsesc termenii compatibili:

1 P 0 Y $\overline{Z}$ ($A1$) 0 0 Y 1
0 P 1 Y $\overline{Z}$ ($A1$) 1 0 Y 0
1 P 1 Y $\overline{Z}$ ($A1$) 0 1 Y 0
($A1$) 1 1 Y 0
($A1$) 1 0 Y 1
($A1$) 0 1 Y 1
($A1$) 1 1 Y 1

Aplicînd corolarul, rezultă expresia:

$$X(0\ 1) = (P \,\&\, Y \,\&\, \overline{Z}) \ \vee \ (A1 \,\&\, \overline{Y}).$$

Expresia la care s-a ajuns înlocuieşte toţi termenii obligaţi.

Aplicînd aceleaşi raţionamente se găseşte:

$$X(1\ 0) = (P \,\&\, \overline{Y} \,\&\, \overline{Z}) \ \vee \ (A1 \,\&\, \overline{Y}),$$
$$Y(0\ 1) = (P \,\&\, \overline{X} \,\&\, Z) \ \vee \ (A2 \,\&\, \overline{X}),$$
$$Y(1\ 0) = (P \,\&\, X \,\&\, Z) \ \vee \ (A2 \,\&\, X).$$

Mărimea intermediară Z basculează în sens direct la trecerea 002, 102 pentru care semnalele $\overline{A1}$, $\overline{P}$, $\overline{X}$, Y sînt ireductibile din cauza termenilor incompatibili 101, 112, 111, 105, care au fost scrişi în ordinea corespunzătoare semnalelor. Totuşi semnalul $A1$ poate fi redus, dar în acest caz tabela trecerilor nu mai este respectată; secvenţa însă are loc corect. Semnalul $\overline{P}$ este ireductibil, altfel apar „curse critice". Procedînd la fel ca pentru celelalte mărimi, se obţine:

$$Z(0\ 1) = (\overline{A1} \,\&\, \overline{P}) \ \& \ \{(\overline{X} \,\&\, \overline{Y}) < (X \,\&\, Y)\},$$

$$Z(1\ 0) = (\overline{A2} \,\&\, \overline{P}) \ \& \ \{(\overline{X} \,\&\, Y) < (X \,\&\, \overline{Y})\}.$$

Consideraţii finale. Metoda expusă poate fi aplicată la sisteme de comandă directă, comportînd mai puţine operaţii decît metoda implicanţilor [2], [3]. La sistemele secvenţiale cu un număr mare de variabile, metoda expusă mai sus, cuprinzînd selectarea constantelor, alegerea termenilor compatibili şi reducerea variabilelor, duce la rezultate corecte pe calea cea mai scurtă, fiind în acelaşi timp programabilă la calculatoare numerice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. *Dezvoltarea în R.P.R. a teoriei algebrice a schemelor cu contacte şi relee.* În: Automatica şi Electronica **3**, nr. 4, 1959, p. 152.

[2] Caldwell, S. H. *Switching circuits and logical design.* New York, J. Wiley, 1958.

[3] Damsker, D. *Principii şi mijloace noi de automatizare.* Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1954.

[4] Damsker, D. *Sinteza elementelor de memorie din sistemele secvenţiale.* In: Automatica şi Electronica **7**, nr. 1, 1963, p. 12.

Ing. N. RACOVEANU, ing. I. DUMITRESCU şi ing. M. TERTIŞCO

Dinamometru cu afişare numerică pentru sondele în pompaj de adîncime

Exploatarea cît mai corectă a sondelor în pompaj de adîncime impune ridicarea periodică a unor diagrame de pompaj de mare precizie, deoarece determinarea regimului de lucru şi a defectelor de funcţionare a echipamentului de fund este legată de calitatea diagramelor de dinamometrare, deci de precizia aparaturii utilizate. În prezent, realizarea unor dinamometre de mare precizie constituie o preocupare importantă, deoarece adîncimile sondelor exploatate prin metoda pompajului de adîncime au crescut simţitor, astfel încît darea afară a pompelor pentru constatarea defectelor provoacă timpi neproductivi foarte mari [1].

Ridicarea unor diagrame de pompaj de precizie, cu o bună fidelitate indiferent de vitezele de variaţie a efortului din prăjina lustruită, este impusă şi de necesitatea studierii vibraţiilor care se produc în mod normal în garnitura de prăjini şi care au mare importanţă pentru exploatarea echipamentului sondei sau pentru prevenirea unor defecţiuni [1], [8].

Dinagrafele mecanice sau hidraulice, utilizate încă în prezent, fiind prevăzute cu dispozitive mecanice de înregistrare care funcţionează cu inerţie mare, nu permit o redare fidelă a variaţiilor sarcinii în timpul ciclului de pompaj. De aceea există o permanentă preocupare pentru realizarea unor dinamometre electronice de precizie [2], [3].

În această direcţie, la Catedra de automatică şi electronică din I.P.G.G. s-a trecut la construirea unui dinagraf electronic echipat cu traductoare de frecvenţă biparametrice [5], [6], cu un nou sistem de măsurare, care să elimine influenţa tuburilor din montaje şi a surselor de alimentare asupra traductorului şi care să permită afişarea numerică a rezultatelor [4], [7]. Traductorul biparametric *LC*, utilizat ca traductor de poziţie digital, prezintă performanţe superioare, şi anume: caracteristică de lucru (frecvenţă-deplasare) liniară, sensibilitate ridicată (mergînd pînă la 1 kHz/μm), lipsă de inerţie (deci posibilitatea măsurărilor în regim dinamic cu mare fidelitate) şi posibilitatea utilizării tehnicii numerice de măsurare, afişare şi înregistrare.

Principiul de funcţionare a acestui nou tip de dinamometru cu afişaj numeric rezultă din descrierea modului de funcţionare a schemei din figura 1. În această schemă, *T* reprezintă traductorul de efort care stabileşte o corespondenţă între efortul de măsurat *P* şi frecvenţa *F* a unui semnal sinusoidal. Se urmăreşte realizarea unei caracteristici liniare efort-frecvenţă. Traductorul este în acelaşi timp şi un discriminator de frecvenţă; cînd frecvenţa *F* corespunde efortului *P*, tensiunea *U* de la ieşirea traductorului este zero. Caracteristica discriminatorului de frecvenţă este liniară, prin urmare tensiunea *U*

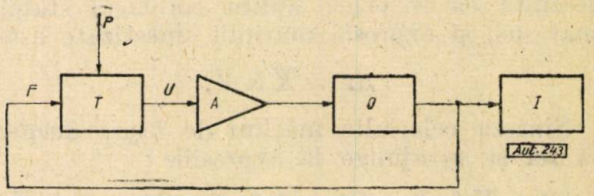


Fig. 1

de la ieşirea traductorului (care poate fi interpretată drept semnal-abatere) este proporţională cu deviaţia de frecvenţă faţă de caracteristica $F = f(P)$.

Tensiunea *U* se aplică la intrarea unui amplificator de curent continuu, cu chopper (*A*). Frecvenţa limită superioară a acestui amplificator este de circa 5 Hz, ceea ce este acoperitor din punctul de vedere al rapidităţii de variaţie a efortului la o sondă în pompaj, iar prezenţa chopperului asigură anularea derivei şi simplifică alimentarea amplificatorului.

Semnalul de la ieşirea amplificatorului se aplică la intrarea unui oscilator electronic O cu frecvenţă comandată de acest semnal; variaţia frecvenţei oscilatorului se realizează cu o diodă semiconductoare polarizată invers. Circuitul se închide prin legătura de reacţie de la oscilatorul O la traductorul *T*.

I reprezintă dispozitivul de citire şi înregistrare, care constă în esenţă într-un numărător ce măsoară frecvenţa *F* într-un interval de 100 ms, afişînd rezultatul cu trei cifre şi repetînd această măsurare de cinci ori pe secundă.

După cum rezultă din cele de mai sus, dinamometrul funcţionează pe principiul compensării automate a frecvenţei de zero a discriminatorului care constituie circuitul electric al traductorului. În modul acesta, traductorul propriu-zis conţine numai elemente pasive, ceea ce duce la o stabilitate mai bună decît în cazul utilizării directe în traductor a unui oscilator electronic. În ceea ce priveşte sensibilitatea, aceasta este cea a elementului de măsură biparametric LC, descris în [5] şi [6].

Construcţia dinamometrului este similară cu cea utilizată anterior la alte tipuri de dinamometre realizate în I.P.G.G., de exemplu [2]. Între şarniera *1* şi prăjina lustruită *2* (fig. 2) sînt comprimate două corpuri elastice *3* şi *4*, realizate dintr-un oţel special, cu limita de elas-

ticitate ridicată şi cu o bună stabilitate în timp a caracteristicii efort-deformaţie. Prin comprimarea corpurilor elastice, cele două armături ale elementului sensibil *LC* se apropie, ceea ce

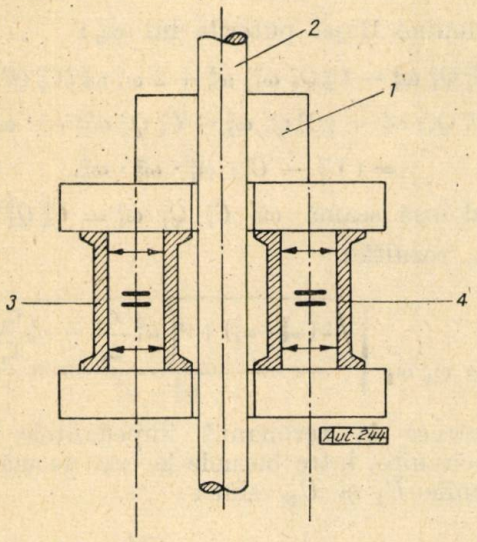


Fig. 2

determină variaţia frecvenţei de zero a discriminatorului, al cărui circuit va fi descris ulterior.

Dispunerea simetrică a celor două corpuri elastice, în raport cu prăjina lustruită, asigură o compensare a încovoierilor întîmplătoare, aşa încît dinamometrul măsoară efectiv tensiunea din prăjina lustruită.

Elementul sensibil este fixat în interiorul corpului elastic printr-un contact de suprafaţă mică, la un reper depărtat de reazeme, pentru a măsura deformaţia pe o porţiune a corpului elastic în care efortul de compresiune este distribuit practic uniform. Introducerea circuitelor în interiorul corpului elastic asigură o bună ecranare şi, prin urmare, un zgomot propriu redus.

În ceea ce priveşte stabilitatea termică, ea este în oarecare măsură asigurată prin compensarea dilatării corpului elastic de către suportul elementului sensibil.

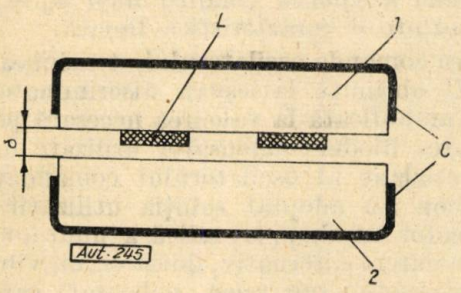
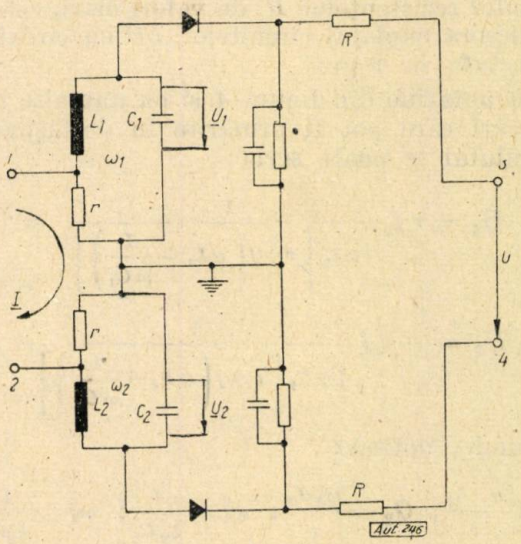


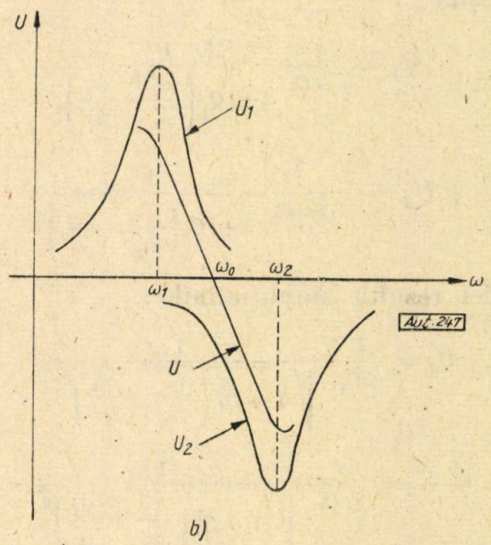
Fig. 3

Deoarece elementul sensibil este ermetic închis în corpul elastic şi deoarece este constituit numai din elemente pasive, principala sursă de erori rămîne instabilitatea parametrilor electrici în raport cu variaţia temperaturii mediului.

Elementul sensibil este în esenţă cel descris în [6] cu modificările necesare realizării discriminatorului de frecvenţă. În figura 3 este arătat principiul. Cele două armături *1* şi *2* sînt două pastile din ferită, metalizate la exterior; aceste două metalizări constituie armăturile conden-



a)



b)

Fig. 4 a şi b

satorului *C*. Pe faţa interioară a uneia dintre pastile este imprimată o bobină plană cu un singur strat. Atît inductivitatea *L* a bobinei, cît şi capacitatea *C* a condensatorului, variază în funcţie de distanţa δ dintre armături. Bobina şi condensatorul sînt conectate ca circuit oscilant *LC*. Beneficiind de faptul că în fiecare dintre cele două corpuri elastice există un astfel de circuit, se poate realiza cu cele două circuite *LC* un discriminator, aşa cum este arătat în figura 4 a.

La bornele de intrare *1* şi *2* se aplică un semnal de frecvenţa F, corespunzător pulsaţiei ω. Rezistenţele r sînt foarte mici, pentru a micşora cît mai mult cuplajul cu circuitele conectate la intrare, ceea ce atrage după sine şi o atenuare a semnalului prin discriminator. Dacă cele două circuite LC sînt decalat acordate, respectiv pe pulsaţiile ω_1 şi ω_2, tensiunea la ieşire variază în funcţie de frecvenţă după caracteristica reprezentată grafic în figura 4b.

Rolul rezistenţelor R, de valori mari, este de a micşora cuplajul circuitelor LC cu circuitele conectate la ieşire.

Cu notaţiile din figura 4 şi cu anumite simplificări care pot fi urmărite în desfăşurarea calculului se poate scrie:

$$\underline{U}_1 = r\,\underline{I}\,\frac{1}{j\omega C_1\left[r + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right]} \quad \text{şi}$$

$$\underline{U}_2 = -\,r\,\underline{I}\,\frac{1}{j\omega C_2\left[r + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right]},$$

de unde, notînd:

$$Q_1 = \frac{\omega_1 L_1}{r};\quad Q_2 = \frac{\omega_2 L_2}{r};\quad \omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1};\quad \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2},$$

se obţine:

$$\underline{U}_1 = \frac{\underline{I}}{j\omega C_1}\cdot\frac{1}{1 + jQ_1\left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}\right)}$$

şi

$$\underline{U}_2 = -\frac{\underline{I}}{j\omega C_2}\cdot\frac{1}{1 + jQ_2\left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega}\right)}.$$

De aici rezultă amplitudinile:

$$U_1 = \frac{I}{\omega C_1}\cdot\frac{1}{\sqrt{1 + Q_1^2\left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}\right)^2}}$$

şi

$$U_2 = \frac{I}{\omega C_2}\cdot\frac{1}{\sqrt{1 + Q_2^2\left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega}\right)^2}}.$$

Neglijînd căderile de tensiune pe diode şi pe rezistoarele R, rezultă:

$$U = \frac{I}{\omega}\left(\frac{1}{C_1}\cdot\frac{1}{\sqrt{1 + Q_1^2\left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}\right)^2}} - \frac{1}{C_2}\cdot\frac{1}{\sqrt{1 + Q_2^2\left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega}\right)^2}}\right).$$

Curba $U = f(\omega)$ are alura indicată în figura 4b.

U se anulează pentru valoarea ω_0 calculată din:

$$C_1^2\left[1 + Q_1^2\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2\right] = C_2^2\left[1 - Q_1^2\left(\frac{\omega_0}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega_0}\right)^2\right]$$

şi ordonînd după puterile lui ω_0:

$$(C_1^2 Q_1^2 \omega_2^2 - C_2^2 Q_2^2 \omega_1^2)\,\omega_0^4 + 2\,\omega_1^2\,\omega_2^2\,(C_2^2 Q_2^2 - C_1^2 Q_1^2)\,\omega_0^2 + (C_1^2 Q_1^2 \omega_1^2 - C_2^2 Q_2^2 \omega_2^2)\,\omega_1^2 \cdot \omega_2^2 = (C_2^2 - C_1^2)\,\omega_1^2 \cdot \omega_2^2 \cdot \omega_0^2.$$

Ţinînd însă seamă că $C_1^2\,Q_1^2\,\omega_1^2 = C_2^2\,Q_2^2\,\omega_2^2 = \frac{1}{r^2}$, rezultă:

$$\omega_0 = \omega_1\,\omega_2\sqrt{\frac{2(\omega_2^2 - \omega_1^2) + r^2\left(\omega_1^2\frac{C_2}{L_2} - \omega_2^2\frac{C_1}{L_1}\right)}{\omega_2^4 - \omega_1^4}}.$$

Deoarece la rezonanţă impedanţele celor două circuite, între bornele la care se măsoară tensiunile U_1 şi U_2, sînt:

$$Z_{1r} = \frac{L_1}{r C_1} \quad \text{şi} \quad Z_{2r} = \frac{L_2}{r C_2},$$

rezultă:

$$\omega_0 = \omega_1 \cdot \omega_2\sqrt{\frac{\left(2 - \frac{r}{Z_{1r}}\right)\omega_2^2 - \left(2 - \frac{r}{Z_{2r}}\right)\omega_1^2}{\omega_2^4 - \omega_1^4}}.$$

Circuitele avînd un factor de calitate bun, rezultă $r \ll Z_r$ şi deci $\frac{r}{Z_r} \ll 2$; prin urmare:

$$\omega_0 \cong \sqrt{\frac{2\,\omega_1^2 \cdot \omega_2^2}{\omega_1^2 + \omega_2^2}}.$$

Deci, realizîndu-se o caracteristică liniară frecvenţă-efort la fiecare dintre cele două elemente de măsură, rezultă o caracteristică liniară a traductorului. Trebuie, de asemenea, menţionat că această schemă oferă şi posibilităţi de compensare a neliniarităţii caracteristicilor celor două elemente de măsură, prin studiu experimental şi prin măsurări, căutînd realizarea unei asemenea condiţii încît $\omega_0 = f(P)$ să reprezinte o caracteristică liniară.

Pentru comanda oscilatorului, tensiunea continuă U obţinută la ieşirea discriminatorului trebuie amplificată la valoarea necesară pentru polarizarea diodei-condensator utilizate în circuitul oscilant al oscilatorului comandat. În acest scop s-a adoptat soluţia utilizării unui amplificator cu chopper, adică a unui amplificator de curent alternativ, dotat cu un vibrator electromagnetic (un releu polarizat) care lucrează ca modulator — demodulator.

La alegerea acestei soluţii s-a ţinut seamă de variaţiile pe care le poate avea tensiunea dată de discriminator, determinate de armonicile de

ordin superior ale forţelor oscilante din prăjina lustruită, produse de vibraţiile garniturii de pompaj. Studiile şi măsurările făcute pînă în prezent [8] au arătat că, practic, ordinul cel mai mare al acestor aromonici este de cel mult

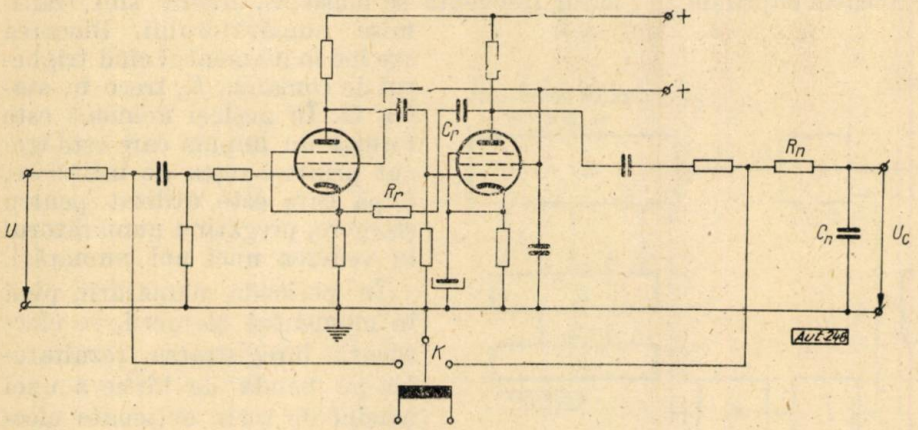


Fig. 5

5 (armonicile de ordin şi mai mare au amplitudini neglijabile). Ţinînd seamă de durata minimă a curselor întîlnite în practică (de exemplu, 5), rezultă necesară o bandă de trecere 0—1 Hz, ceea ce un amplificator cu chopper obişnuit poate realiza. În cazul cînd se vor ivi forţe cu oscilaţii de frecvenţă şi mai mare, s-a prevăzut posibilitatea utilizării unui amplificator de curent alternativ (avînd o bandă de trecere de la 5 Hz în sus) conectat în paralel cu amplificatorul de curent continuu (cu chopper) de mai sus. Schema amplificatorului cu chopper utilizat este reprezentată în figura 5.

Tensiunea de la ieşirea acestui amplificator, U_c, este utilizată pentru comanda oscilatorului prin modificarea polarizării unei diode-condensator din circuitul oscilant al acestui etaj. Schema de principiu a oscilatorului comandat este reprezentată în figura 6. În acest montaj, tubul T_1 este utilizat în schema unui autooscilator cu reacţie pozitivă, avînd ca circuit oscilant grupul C', C'', DC (diodă-condensator) şi L. Pentoda T_2 este utilizată ca amplificator de bandă largă; tensiunea de la ieşirea acestui amplificator, u (cu frecvenţa F), se aplică — printr-un cuplaj inductiv — la intrarea discriminatorului cu traductoare. Sursa de curent continuu E_c, reglabilă, este utilizată pentru reglarea polarizării diodei-condensator DC şi pentru fixarea punctului iniţial de funcţionare.

Funcţionarea acestui etaj ca oscilator comandat se bazează pe fenomenul variaţiei capacităţii barierei C_b a unei joncţiuni pn în funcţie de tensiunea inversă U_{np} aplicată joncţiunii. Astfel, în regim de polarizare inversă, expresia capacităţii barierei unei diode semiconductoare, dacă $|U_{np}| \gg U_0$, este:

$$C_b = k\frac{C_0}{\sqrt{|U_{np}| - U_0}} = k\frac{1}{\sqrt{|U_{np}|}},$$

unde C_0 este capacitatea barierei la $U_{np} = 0$, iar U_0 este bariera de potenţial a joncţiunii pn.

În montajul oscilatorului comandat s-a utilizat joncţiunea emitorului tranzistorului П 3 Б,

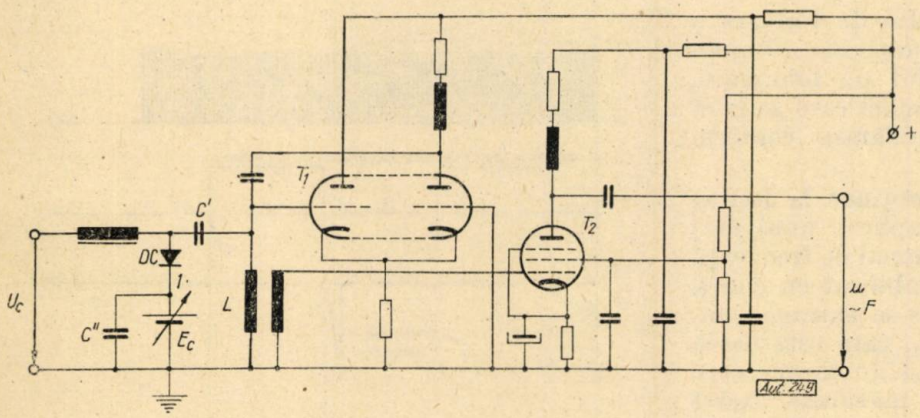


Fig. 6

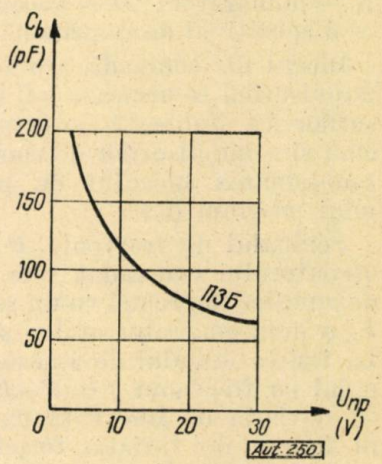


Fig. 7

a cărui caracteristică $C_b = f(U_{np})$ — reprezentată în figura 7 — este favorabilă scopului urmărit aici.

Prin modificarea tensiunii de comandă U_c, determinată de variaţia parametrilor LC ai traductoarelor din discriminator, se modifică polarizarea dispozitivului semiconductor DC, deci a frecvenţei F a oscilatorului comandat.

Pentru măsurarea şi înregistrarea frecvenţei semnalului la ieşirea din dispozitivul de măsurare se utilizează un frecvenţmetru digital. Ideea de

bază a acestuia constă în folosirea unui numărător ce permite numărarea perioadelor frecvenţei de măsurat în intervalul de timp dintre două impulsuri ale unui generator etalon, stabilizat, cu cuarţ. Schema-bloc a unui astfel de dispozitiv este dată în figura 8. Aceasta cuprinde

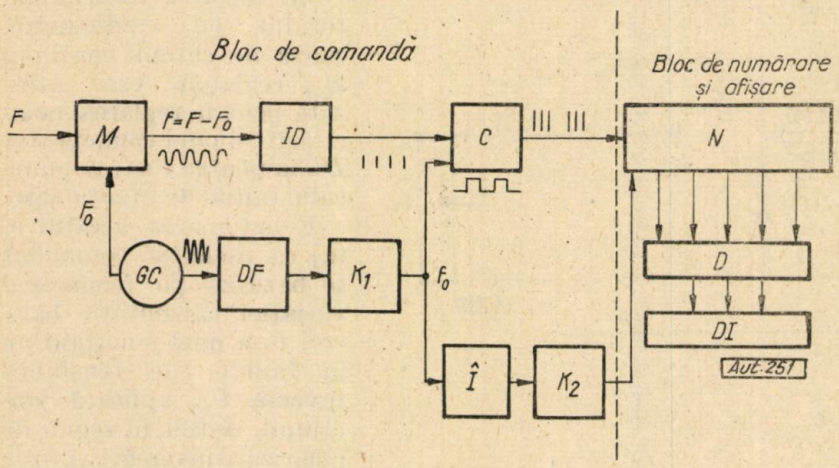


Fig. 8

două părţi importante: blocul de comandă şi blocul de numărare şi afişare. Ele sînt formate din următoarele etaje: M — un etaj de amestec; GC — generator cu cuarţ; ID — etaj de formare a impulsurilor dreptunghiulare; DF — divizor de frecvenţă; K_1 — etaj de comandă; C — circuit de coincidenţă; I — circuit de întîrziere; K_2 — etajul de comandă a ştergerii; N — numărător; D — decodificator, şi DI — — dispozitivul de imprimare (maşină de scris).

Blocul de comandă are rolul de formare a impulsurilor ce urmează a fi numărate, a impulsurilor ce limitează intervalul de numărare, cum şi a impulsurilor de comandă care asigură funcţionarea blocului de numărare conform unui program dat.

Semnalul de frecvenţă F obţinut la ieşirea oscilatorului comandat este aplicat unui etaj de amestec împreună cu un semnal de frecvenţă F_0 a unui generator etalon stabilizat cu cuarţ. La ieşirea etajului de amestec se extrage semnalul cu frecvenţa $f = F - F_0$, care este egală cu deviaţia de frecvenţă dată de traductoare în funcţie de variaţia forţei măsurate. Acest semnal este aplicat la intrarea circuitului de formare a impulsurilor dreptunghiulare, care le transformă în impulsuri dreptunghiulare cu durata frontului de 2—4 μs; acestea sînt apoi aplicate circuitului de coincidenţă.

Generatorul etalon stabilizat cu cuarţ generează impulsuri de o anumită frecvenţă F_0, care apoi este divizată şi adusă la frecvenţa $f_0 = 10$ Hz. Aceasta înseamnă că impulsurile se repetă cu mare precizie, cu perioada de 0,1 s, care reprezintă perioada de numărare; durata impulsului format este tot de 0,1 s.

În figura 9 este prezentată diagrama de funcţionare în timp a blocului de comandă.

Atîta timp cît trigherul de comandă (K_1 în figura 8) se găseşte în starea 1 şi la intrarea circuitului de coincidenţă sînt aplicate impulsuri a căror frecvenţă se măsoară, acestea sînt transmise numărătorului. Blocarea are loc în momentul cînd trigherul de comandă K_1 trece în starea O. În acelaşi moment este format un impuls care este trecut printr-o reţea de întîrziere, după care este utilizat pentru ştergere, pregătind numărătorul în vederea unei noi numărări.

În perioada numărării, pînă în momentul ştergerii, se efectuează înregistrarea rezultatelor pe banda de hîrtie a unei maşini de scris acţionate electromagnetic.

Dispozitivul de măsurare descris mai sus reprezintă un sistem de urmărire. Traductorul-discriminator T constituie un element cu două intrări şi o ieşire (fig. 10a). Mărimile de intrare sînt: frecvenţa tensiunii de discriminat F şi sarcina P din prăjina lustruită, care modifică distanţa dintre armăturile traductorului. Mărimea de ieşire este tensiunea continuă U de la ieşirea discriminatorului. După cum s-a arătat, diferitelor valori ale lui P le corespund

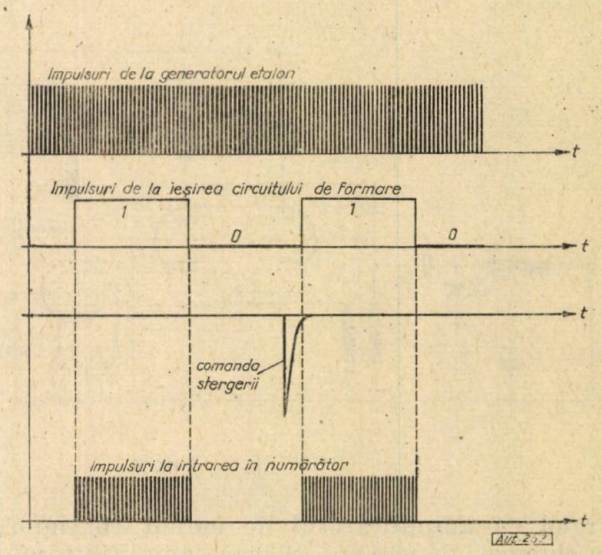
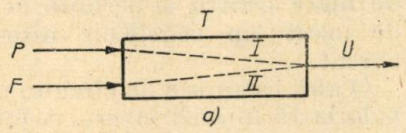


Fig. 9

asemenea valori ale frecvenţei F pentru care tensiunea U la ieşire este nulă. Prin urmare, schema structurală a acestui element se poate reprezenta ca în figura 10b. Pe canalul I (sarcină-tensiune) avem funcţia de transfer $y_1(s)$, iar pe canalul II (frecvenţă-tensiune) avem funcţia de transfer $y_2(s)$, acest canal prezentînd

o caracteristică liniară în domeniul de funcţionare şi fiind fără inerţie $y_2(s) = K_D$. Semnalul de ieşire U este amplificat într-un amplificator A, care de asemenea prezintă o caracteristică liniară în domeniul de funcţionare, coeficientul de amplificare fiind K_{a1}. Tensiunea amplificată $U_c = K_{a1} U$ comandă oscilatorul O. Schema structurală a aparatului tratată ca sistem de



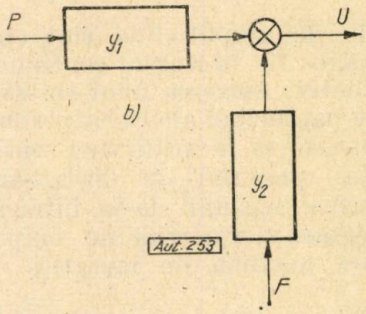


Fig. 10

urmărire automată este prezentată în figura 11. Considerînd toate elementele liniare şi fără inerţie (ceea ce în limite restrînse de variaţie a

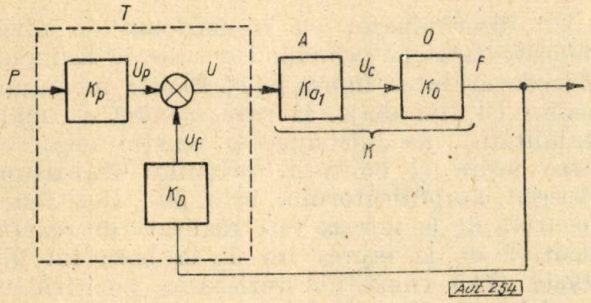


Fig. 11

mărimilor poate fi admis), se observă că sensibilitatea statică pentru aparatul descris va fi:

$$S = K_p \frac{K}{1+K \cdot K_D}.$$

Eroarea aparatului (fără dispozitivul de afişare) este dată de relaţia:

$$\gamma = \gamma_{kp} + \frac{\gamma_k}{1+K \cdot K_D} + \frac{K \cdot K_D}{1+KK_D} \gamma_{kD} \approx \gamma_{kp} +$$

$$+ \frac{\gamma_k}{K \cdot K_D} + \gamma_{kD},$$

în care: γ_{kp} este eroarea de convertire a elementelor necuprinse de circuitul de reacţie; γ_k — eroarea de convertire a elementelor din circuitul direct; γ_{kD} — eroarea de convertire a elementelor din circuitul de reacţie.

Se observă că, pentru a asigura o anumită eroare γ în cazul cînd γ_k, γ_{kp} şi γ_{kD} sînt date, trebuie să se aleagă:

$$KK_D \geqslant \frac{\gamma_k}{\gamma - \gamma_{kD} - \gamma_{kp}}.$$

În ceea ce priveşte stabilitatea sistemului analizat, cum şi eroarea lui dinamică, acestea au fost studiate prin cercetarea comportării dinamice a fiecărui element al sistemului, în parte.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ioachim, Gr. *Extracţia ţiţeiului şi gazelor.* Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[2] Racoveanu, N. şi Bulău, L. *Dinagraf electronic pentru măsurarea efortului din prăjina lustruită.* În: Petrol şi gaze, 12, nr. 1, 1961.

[3] Racoveanu, N. şi Dumitrescu, I. *Instalaţie de teledinamometrare prin radio pentru sondele în pompaj de adîncime.* În: Buletinul Institutului de petrol, gaze şi geologie, vol. VII, Bucureşti, 1961.

[4] Racoveanu, N., Constantinescu, M., Trufinescu, L. şi Boconcios, R. *Dynamometer with Digital Position LC Transducer.* Acta IMEKO, Stockholm, 1964.

[5] Racoveanu, N. *The LC Oscillator Circuit as biparametric Transducer.* Acta IMEKO, Budapesta, 1961.

[6] Racoveanu, N. *Traductor de poziţie LC bazat pe proprietăţile dielectrice şi magnetice ale feritei.* In: Buletinul Institutului de petrol, gaze şi geologie, vol. XII, Bucureşti, 1964.

[7] Racoveanu, N. şi Wexler, D. *Sistem oscilant cu un singur grad de libertate autoamorsat discontinuu prin impulsuri.* In: Buletinul Institutului de petrol, gaze şi geologie, vol. IX, Bucureşti, 1963.

[8] Bulău, L. *Efectul oscilaţiilor garniturii de prăjini asupra unor parametri caracteristici de la sondele în pompaj de adîncime.* Lucrare de disertaţie, I.P.G.G., Bucureşti, 1961.

[9] Lefşina, E. S. şi Fetisov, M. M. *Voprosîn rasceota kompensaţionîh priborov dlea izmerenia obobşcionoi mehanicescoi silî.* In: Priborostroenie, nr. 1, 1964.

Discriminatoare cu sensibilitate mărită

Ing. V. COMĂNESCU

În fizica nucleară experimentală adesea este necesar să se înregistreze un număr de impulsuri a căror amplitudine depăşeşte o anumită valoare predeterminată. Aceste operaţii se efectuează cu ajutorul discriminatoarelor sau analizoarelor de amplitudine.

Discriminatoarele de amplitudine sînt circuite neliniare cuplate fie în curent continuu, fie în curent alternativ. Alegerea unui tip sau a altuia depinde de parametrii ale căror performanţe maxime urmează să fie realizate : sensibilitate, stabilitatea pragului de declanşare — în raport cu forma tensiunii de la intrare, tensiunea de alimentare şi variaţiile de temperatură — , frecvenţa maximă de repartiţie a impulsurilor etc.

Discriminatoarele cu cuplaj alternativ sînt mai sensibile decît cele cu cuplaj continuu. Pentru realizarea timpului de blocare se utilizează atît capacităţi, cît şi inductanţe. Unele din aceste circuite sînt acţionate la intrare cu impulsuri de curent, iar altele, cu impulsuri de tensiune [1].

Un discriminator de amplitudine trebuie să aibă o lăţime de bandă adecvată, o rezoluţie bună şi o caracteristică dinamică de suprasarcină satisfăcătoare [2].

În cele ce urmează vor fi analizate o serie de montaje la care variaţia de curent cerută pentru declanşarea circuitului este de ordinul zecilor sau sutelor de microamperi, iar variaţia de tensiune, de ordinul unităţilor sau zecilor de milivolţi. Toate aceste circuite posedă o diodă montată în bucla de reacţie a amplificatorului respectiv. Aceste discriminatoare sînt de fapt nişte circuite monostabile, care au o stare stabilă şi o stare metastabilă. În starea stabilă a montajului cele două tranzistoare sînt în conducţie, iar în starea metastabilă unul din tranzistoare se blochează, iar celălalt conduce mai puternic.

O categorie de astfel de circuite utilizează o diodă polarizată în sensul de conducţie pentru a reduce cîştigul pe bucla amplificatorului regenerativ la o valoare mai mică decît unitatea. Semnalul, în acest caz un impuls de curent, se opune curentului de polarizare în diodă şi procesul regenerativ se produce în punctul în care impedanţa dinamică a diodei este suficient de mare pentru a permite aceasta. Montajele de acest tip constituie discriminatoarele de curent.

O altă categorie de circuite utilizează o diodă polarizată în sens invers, ce întrerupe bucla de reacţie dintre cele două amplificatoare ale montajului. Semnalul aplicat la intrare face ca dioda din circuit să se deschidă, iar procesul regenerativ să aibă loc.

Pragul minim de declanşare a acestor tipuri de discriminatoare este condiţionat de caracteristica cu temperatura a diodei utilizate, de frecvenţa maximă de tăiere şi de caracteristica cu temperatura a tranzistoarelor întrebuinţate, precum şi de gradul de stabilizare a tensiunii de alimentare.

1. Discriminatoare de curent

Un discriminator cu tranzistoare de nivel coborît, bazat pe principiul descris de Kandiah [3], este arătat în figura 1 [4]. El este un amplificator cu trei etaje, la care, pentru a-i mări stabilitatea, se introduce o reacţie negativă între ieşire şi emitorul primului tranzistor. Cîştigul amplificatorului este 50. Rezistenţa negativă de la intrare este realizată de reacţia pozitivă de la ieşirea lui T_3 la baza lui T_1. Dioda OA5 constituie rezistenţa pozitivă în paralel cu prima. Rezultatul este un prag de curent stabilit de curentul diodei. El este ajustabil între 5 şi 50 μA cu o stabilitate de 1%.

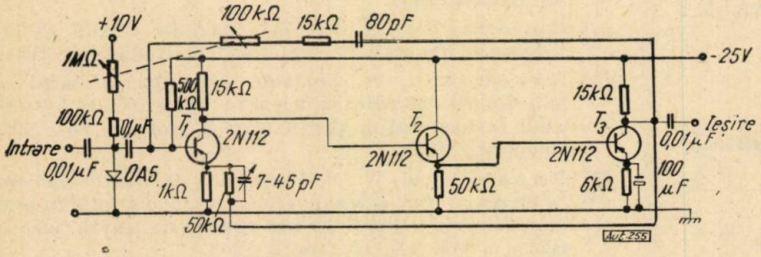


Fig. 1

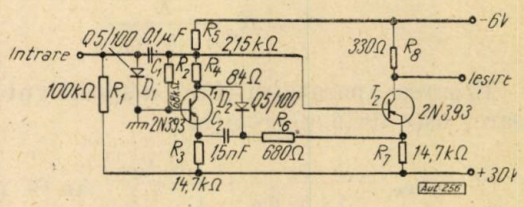


Fig. 2

Un alt circuit cu tranzistoare, utilizînd acelaşi principiu dar cu un cîştig pe buclă mai mic, este arătat în figura 2 [5]. Reducerea cîştigului conduce la o reducere corespunzătoare în stabilitatea pragului, dar acest circuit are o rezoluţie de 2 μs, care este mai bună decît aceea a circuitului arătat în figura 1.

În stare de echilibru, cele două tranzistoare sînt în conducţie. Rezistenţa R_6 şi capacitatea

C_2 formează calea de reacţie pozitivă dintre cele două elemente active T_1 şi T_2. Dioda D_1, polarizată direct, şuntează sarcina din colectorul lui T_1, reducînd astfel cîştigul pe buclă mai jos de unitate, atîta vreme cît impedanţa incrementală a diodei este mai mică decît R_6. Rezistenţa R_1 defineşte valoarea curentului în D_1. Pentru a declanşa circuitul este necesar să se reducă curentul prin dioda D_1, în aşa fel ca impedanţa incrementală a diodei să devină mai mare decît R_6 şi deci cîştigul pe buclă să crească şi să înceapă procesul regenerativ care blochează pe T_1. Curentul care curge prin R_3, avînd tăiată calea T_1, trece prin C_2, R_6 şi emitorul lui T_2. Pe rezistenţa R_8 va apărea un salt pozitiv de tensiune. Curentul, care curge prin C_2, încarcă această capacitate în mod liniar şi creşte astfel potenţialul emitorului lui T_1, pînă cînd acesta se polarizează din nou în sens direct. Dioda D_2 măreşte viteza de revenire a circuitului la starea lui de echilibru, printr-o reîncărcare rapidă a lui C_2. Rezistenţa R_4 serveşte ca dioda D_2 să fie tăiată în condiţie de echilibru.

Circuitul din figura 2 poate fi adaptat pentru a fi utilizat ca discriminator de tensiune cu prag scăzut. Astfel, dacă se montează o rezistenţă în baza tranzistorului T_1, iar impulsul de tensiune de la intrare se aplică printr-o capacitate pe baza acestuia, atunci se obţine un circuit cu o sensibilitate de ordinul zecilor de milivolţi şi cu o stabilitate a pragului în timp de $\pm 10\%$.

2. Discriminatoare de tensiune

Un discriminator de tensiune de ordinul zecilor de milivolţi este cel arătat în figura 3 [6]. Elementul activ este compus din două tranzistoare, montate în reacţie pozitivă prin legăturile colector-bază şi emitor-emitor. Baza şi colectorul rămase libere sînt respectiv utilizate ca intrare şi ca ieşire. În stare stabilă cele două

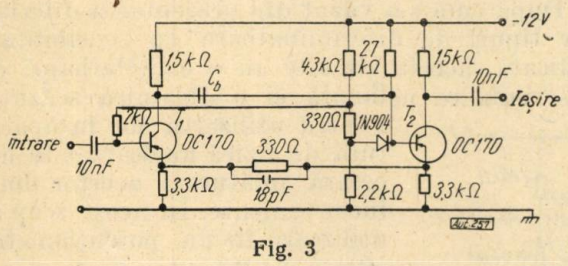


Fig. 3

tranzistoare sînt în conducţie. Elementul neliniar este o diodă semiconductoare, care în mod normal conduce. Impedanţa acestei diode determină gradul de reacţie, care în stare stabilă este inferior unităţii.

Prin intermediul tranzistoarelor T_1 şi T_2, semnalul aplicat la intrare va scădea curentul care traversează această diodă şi deci va modifica impedanţa sa. La un moment dat, gradul de reacţie va depăşi unitatea, circuitul devenit instabil va bascula, blocînd al doilea tranzistor, şi va trece în starea metastabilă. Elementul de memorie este condensatorul de cuplaj C_b, dintre colectorul lui T_1 şi baza lui T_2. In starea metastabilă, curentul care trece în mod normal prin diodă va încărca condensatorul C_b pînă ce al doilea tranzistor revine în conducţie şi

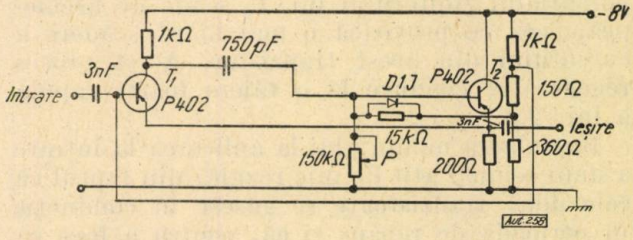


Fig. 4

circuitul rebasculează în starea stabilă. În acest moment, condensatorul este descărcat rapid de aceeaşi diodă, iar timpul de revenire este foarte mic.

Pragul montajului se poate regla modificînd curentul de repaus din diodă, dar relaţia nu este liniară.

Un alt discriminator de tensiune este arătat în figura 4 [7]. In stare de echilibru, sistemul este stabil, deoarece reacţia, pe baza tranzistorului, este pusă la masă prin conducţia diodei $D1J$, care înlătură reacţia pozitivă din circuit. Această diodă serveşte şi la micşorarea timpului de revenire a montajului. Datorită faptului că ambele tranzistoare sînt în conducţie, erorile de declanşare sînt mai reduse, iar viteza de comutare mai ridicată. Pentru a declanşa circuitul este necesar să se reducă curentul prin diodă pînă ce rezistenţa ei dinamică a crescut suficient pentru a face ca cîştigul de tensiune pe bucla de reacţie să devină supraunitar şi astfel să aibă loc procesul regenerativ. Pragul de discriminare se poate regla cu ajutorul potenţio-

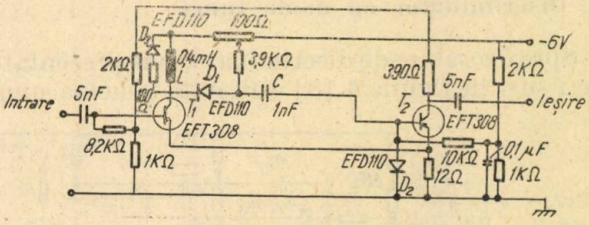


Fig. 5

metrului P între 5 şi 500 mV, dar relaţia nu este liniară. Impulsul de declanşare trebuie să aibă un front abrupt, totuşi în concordanţă cu constanta de timp de diferenţiere din bucla de reacţie.

În figura 5 se arată un alt tip de discriminator de tensiune, la care în starea stabilă tranzistoarele T_1 şi T_2 conduc, iar elementul neliniar D_1 este polarizat în sens invers.

Un impuls pozitiv, de o anumită durată şi cu o amplitudine de ordinul milivolţilor, aplicat pe baza tranzistorului T_1, reduce intensitatea curentului din colector şi scade tensiunea pe colectorul acestui tranzistor. Dioda D_1, care era înainte blocată, intră în conducţie şi prin condensatorul de cuplaj C se transmite saltul de tensiune, iar potenţialul bazei tranzistorului T_2 scade. Cum emitoarele sînt interconectate, potenţialul emitorului lui T_1 scade de asemenea, ceea ce provoacă o mai mare scădere a curentului din acest tranzistor. Acest proces regenerativ conduce la o tăiere foarte rapidă a lui T_1.

Bascularea montajului la aplicarea la intrare a unui semnal atît de mic rezultă din faptul că cele două tranzistoare se găsesc în conducţie în perioada de repaus şi că, pentru a face ca dioda D_1 să conducă, este necesar un mic salt de tensiune.

Ca impedanţă de sarcină pentru tranzistorul T_1 se utilizează o inductanţă L şuntată de un circuit de amortizare $D_3 - R$. Circuitul oscilant format de L cu capacitatea sa parazită este amortizat de $R-D_3$, astfel încît, atunci cînd T_1 se blochează, pe colectorul lui să se producă un impuls negativ urmat de o singură alternanţă pozitivă. Această formă de tensiune este astfel aleasă încît variaţia sarcinii pe condensatorul de cuplaj C să rămînă limitată la un minim. Sarcina adiţională eventuală se poate scurge prin dioda D_2.

Deoarece căderea de tensiune continuă pe inductanţă este foarte mică, în starea stabilă, dioda D_1 este menţinută blocată cu ajutorul potenţiometrului P. Prin intermediul lui P, nivelul de discriminare se poate fixa între 2 şi 10 mV.

Acest montaj prezintă avantajul că semnalul pozitiv maxim la intrare nu este limitat decît de tensiunea inversă bază-emitor admisă de tranzistor.

3. Discriminator cu diodă tunel

Spre deosebire de discriminatoarele prezentate mai sus, în figura 6 [8] este dată schema unui

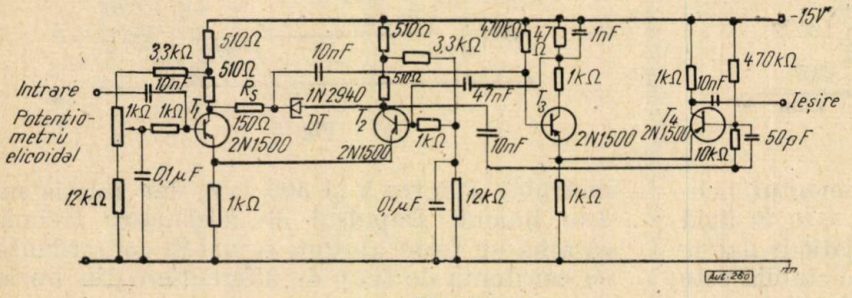


Fig. 6

discriminator, cu prag reglabil între 3 şi 80 mV, avînd ca element neliniar o diodă tunel DT. Potenţiometrul de fixat pragul controlează diferenţa dintre curentul colectorului lui T_1 şi T_2, determinînd astfel curentul de polarizare a diodei tunel.

Schimbările în tensiune la fiecare capăt al diodei tunel acţionează bazele celor două tranzistoare T_1, T_2 ale unui amplificator diferenţial.

Cînd amplitudinea impulsului de la intrare este mai mică decît tensiunea de prag, schimbările au aceeaşi polaritate din cauza rezistenţei R_s. Cum există însă o diferenţă în amplitudini, cea mai mare dintre ele va fi atenuată pînă cînd cele două tensiuni aplicate pe bazele lui T_3 şi T_3 devin egale, deci amplificatorul diferenţial nu va produce semnal la ieşire. Pentru impulsurile de la intrare care depăşesc pragul, schimbările în tensiune la fiecare capăt al diodei tunel sînt de polarităţi opuse şi amplificatorul diferenţial dă la ieşire un impuls dreptunghiular.

Pentru a mări sensibilitatea discriminatorului se lucrează cu dioda tunel în regiunea bistabilă şi deci este necesar un impuls de rebasculare a diodei în starea iniţială. Pentru aceasta, o parte a impulsului de pe colectorul lui T_3 este reîntoarsă pe baza lui T_2 după ce este întîrziată de un circuit de integrare corespunzător. Lăţimea impulsurilor la ieşire este determinată de constantele de timp de integrare, care trebuie să fie alese suficient de mari spre a evita declanşările multiple.

În regiunea monostabilă a diodei tunel, lăţimea impulsului de ieşire este egală cu timpul cît impulsul de la intrare se găseşte deasupra pragului.

Funcţionarea diodei tunel în regiunea bistabilă creşte sensibilitatea montajului de la 20 la 3 mV.

Circuitul din figura 6 poate fi declanşat cu impulsuri pozitive de tensiune, dar el poate fi acţionat şi cu impulsuri negative prin simpla inversare a diodei tunel.

Concluzii

După cum s-a văzut din prezentarea diferitelor tipuri de discriminatoare cu sensibilitate ridicată, aceste circuite au o caracteristică de discriminare neliniară şi o dinamică scăzută. Pentru utilizarea lor în aparatura de fizică nucleară este necesară înlăturarea acestor două inconveniente. În acest scop se utilizează fie un potenţiometru elicoidal alimentat de la sursă stabilizată [9], fie un amplificator de prag [10].

Datorită marei lor sensibilităţi, în proiectarea şi executarea circuitelor discriminatoare este necesar să se utilizeze materiale electronice de foarte bună calitate. De exemplu, tranzistoarele trebuie să aibă o frecvenţă de tăiere cît mai ridicată, o amplificare

în curent mare şi curenţi reziduali mici. De asemenea, diodele trebuie să prezinte o capacitate mică între electrozi şi un curent invers scăzut.

Pentru obţinerea celei mai mari sensibilităţi, o bună ecranare şi legături cît mai scurte între elemente sînt esenţiale.

Cît priveşte sursele de alimentare, stabilitatea lor are un rol deosebit în obţinerea performanţelor dorite.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kandiah, K. *A highly stable pulse-height discriminator. Nuclear electronics II.* International atomic energy agency, Viena, 1962, p. 239.

[2] Keneeth, A., Mc. Collom. *Discriminators.* In : Nucleonics 17, nr. 6, 1959, p. 72.

[3] Kandiah, K. *A sensitive pulse trigger circuit with a stable threshold.* In : Proc. I.E.E. 101, part II, nr. 81, 1954, p. 239.

[4] Zaglio, E. *A low level transistor discriminator based on the Kandiah principle.* In : Nuovo Ciminto 6, nr. 3, 1957.

[5] Golding, F., Robinson, L. *Transistorized counting systems. Transistor circuit exhibiting an accurate triggering threshold.* Chalk River report CREL — —778 (1959).

[6] Binard, L., Goursk i, E. *Développement et applications de discriminateurs stables et rapides dans le domaine des dizaines de mV.* Nuclear electronics III. International atomic energy agency, Viena, 1962, p. 167.

[7] Soşin, L. *Odnovibrator s millivoltovîm porogam srabattvaniia na tranzistorah.* In : Pribori i tehnika eksperimenta, nr. 4, 1960, p. 138.

[8] Hvam, T., Smedsdal, M. *A voltage-sensitive tunnel diode discriminator.* In : Nuclear instruments and methods, 1963, p. 55.

[9] Golding, F., Mc Naught, R. A. *Transistorized fast-slow coincidence and pulse amplitude selecting system II.* In : Nuclear instruments and methods, 1960, p. 282.

[10] Verweij, H. *A fast transistorized discriminator.* In : Nuclear instruments and methods, 1961, p. 308.

Ing. G. WEINRICH, cand. şt. tehn. ing. I. D. LANDAU, ing. I. MIHĂILESCU, ing. M. CONSTANTINESCU şi ing. ST. GAVĂT

Sistemul de reglare unificat, tranzistorizat, pentru procese dinamice rapide — UNIDIN

Problema reglării automate a proceselor dinamice rapide

Dezvoltarea actuală a industriei se caracterizează prin creşterea productivităţii maşinilor şi totodată îmbunătăţirea calităţii produselor. Fabricaţia şi, în special, prelucrarea mecanică a produselor industriale se bazează în mare parte pe acţionarea electrică a maşinilor şi utilajelor.

Ridicarea productivităţii se poate obţine prin creşterea vitezei de prelucrare, care atinge uneori cifre considerabile. Astfel la laminoarele continue laminatul parcurge cajele finisoare cu o viteză de peste 100 km/h. Intrarea laminatului între cilindrii uneia dintre caje dă un şoc, care provoacă o reducere a vitezei cilindrilor respectivi. Abateri reduse între vitezele cajelor succesive duc la deformări ale laminatului şi chiar la accidente. Este deci necesară o reglare automată, care să înlăture efectul perturbaţiilor de sarcină în cîteva sutimi de secundă şi să împiedice apariţia unor abateri tranzitorii mari. Probleme similare apar şi în industria hîrtiei, cauciucului şi a maselor plastice, la liniile de transport rapid.

În alte cazuri, creşterea productivităţii este legată de rapiditatea de pornire, frînare şi inversare a sensului de rotaţie, de exemplu la laminoarele reversibile şi mecanismele auxiliare ale laminoarelor, la raboteze etc. Această rapiditate se asigură prin atingerea limitelor admise de partea mecanică (acceleraţii, cuplu) şi electrică (curentul motorului) în tot timpul proceselor de pornire, frînare şi reversare. Sistemul de reglare trebuie să asigure deci pe lîngă reglarea automată a parametrului principal (viteza, poziţia) şi limitarea unor parametri mecanici şi electrici în decursul proceselor tranzitorii.

Calitatea produsului este de asemenea legată de rapiditatea de răspuns a sistemului de reglare, cum şi de precizia reglării, care asigură respectarea cotelor de prelucrare şi uniformitatea prelucrării.

Varietatea regimurilor de lucru cerute acţionărilor electrice este o altă tendinţă modernă. Astfel se cer game foarte largi de reglare continuă a vitezei (o valoare curentă este de 1 : 20), cu asigurarea preciziei la vitezele mici, ceea ce constituie o problemă dificilă.

Toate cerinţele enumerate mai sus nu pot fi satisfăcute în general decît prin folosirea elementelor electronice, lipsite de inerţie, şi în primul rînd prin introducerea regulatoarelor electronice.

Domeniul acţionărilor electrice diferă de acela al proceselor industriale (reglări de temperatură, debit etc.) prin rapiditatea proceselor, adică constante de timp mici : de la cîteva ms la cîteva s. Domeniul proceselor dinamice rapide este însă mai larg decît acela al acţionărilor electrice, cuprinzînd în general tehnica

curenţilor tari (reglarea tensiunii alternatoarelor, încărcarea automată a bateriilor de acumulatoare etc.).

Întrucît procedeul tehnic de realizare a constantelor de timp mici, respectiv mari, ale regulatoarelor diferă radical, iar pe de altă parte elementele de execuţie sînt de asemenea diferite (de exemplu ventile la procese lente şi surse de tensiune variabilă — amplificatoare magnetice, mutatoare etc. — la procese rapide), se elaborează sisteme de reglare electronică separate pentru cele două domenii.

Sisteme de reglare unificate, tranzistorizate, pentru procese dinamice rapide

Un sistem de reglare unificat, tranzistorizat, destinat proceselor dinamice rapide şi în primul rînd acţionărilor electrice, a fost introdus în 1957 de firma Siemens sub denumirea „Transidyn". A urmat in 1960 sistemul „BBC — Elektronik" al firmei Brown Boveri, care a extins principiul modular şi asupra soluţiei constructive.

În Republica Socialistă România, întreprinderea „Automatica" a prevăzut în studiul pentru asimilarea elementelor de automatizare elaborarea unui sistem de reglare unificat, tranzistorizat, destinat proceselor dinamice rapide şi în special acţionărilor electrice, care a primit denumirea „UNIDIN". La baza asimilării acestui sistem au stat experimentările efectuate, sub conducerea inginerului D. Damsker în 1960, în colaborare de ICET şi „Automatica", pe o platformă de încercări, asupra unei scheme de reglare cu grup generator-motor [1], [2]. Proiectele tehnice ale modulelor au fost elaborate la „Automatica", iar prototipurile au fost executate, experimentate şi omologate la uzina „Electromagnetica". Seria zero a fost executată în trimestrul I 1963 şi omologată în cea mai mare parte în acelaşi an. La sfîrşitul anului 1963 s-a trecut la fabricaţia de serie, după ce s-au luat măsuri constructive de îmbunătăţire pentru înlăturarea unor deficienţe ivite în exploatare. În 1963—1964 a început elaborarea unui complex de comandă pentru mutatoare şi a unor elemente auxiliare, care vor completa sistemul UNIDIN.

La rîndul său, sistemul UNIDIN este o parte componentă a sistemului de reglare mai general al acţionărilor electrice (SRAE), care cuprinde în plus traductoare (tahogeneratoare, selsine etc.), elemente de execuţie (amplificatoare magnetice, tiristoare etc.), elemente de comandă (potenţiometre) etc.

Principiile de bază ale sistemului UNIDIN

Elaborarea sistemului UNIDIN s-a bazat pe următoarele principii generale :

1) Tipizarea elementelor componente după funcţiuni, în aşa fel încît din cîteva module funcţionale să se poată compune scheme de structură şi complexitate diferită.

2) Tipizarea elementelor constructive principale, pe baza unei concepţii constructive unitare, pe principiul modular.

3) Reglarea prin regulatoare tranzistorizate tip, cu comportare proporţional — integral — — diferenţială.

4) Posibilitatea reglării în cascadă a diferitelor mărimi fizice. Reglarea în cascadă permite :

a) realizarea reglării multiple, pentru a asigura, pe lîngă reglarea parametrului principal, limitarea în decursul proceselor tranzitorii a unor parametri secundari, care sînt o măsură a solicitărilor mecanice (acceleraţii, cuplu) şi electrice (curent, tensiune) ;

b) fracţionarea funcţiei de transfer a instalaţiei automatizate în porţiuni cu una, maximum două constante de timp, ceea ce uşurează considerabil stabilizarea şi optimizarea buclelor de reglare corespunzătoare prin folosirea unor regulatoare simple, tip ;

c) asigurarea unor suprareglări reduse, prin aceea că toate mărimile fizice sînt reglate simultan şi nu succesiv, ca în schemele de reglare convergentă, disruptivă ;

d) posibilitatea optimizării uşoare, buclă cu buclă, a proceselor dinamice, prin aplicarea unor criterii simple şi inginereşti. Aceasta duce la sistematizarea şi simplificarea radicală atît a calculelor de proiectare, cît şi a operaţiilor de ajustare la punerea în funcţiune a instalaţiilor, care se efectuează buclă cu buclă, în ordinea legării în cascadă a regulatoarelor.

Soluţia constructivă

Modulele constructive de bază sînt [3] :

— placa cu conexiuni imprimate ;
— cupla pentru plăci cu conexiuni imprimate ;
— cutia metalică ;
— sertarul.

Placa cu conexiuni imprimate are dimensiunea de 123 × 191 mm. Pentru a asigura un contact cît mai bun în cuplă, contactele sînt aurite.

Cupla are de asemenea contacte aurite şi asigură introducerea ghidată a plăcilor.

Cutiile servesc pentru montarea pieselor cu volum mai mare (transformatoare, bobine de filtrare etc.) şi se racordează de asemenea prin cuple.

Sertarul constituie un suport, în ghidajele căruia se introduc plăcile cu conexiuni imprimate şi cutiile. Dimensiunile celor două tipuri de sertare sînt : 475 × 135 (172) × 280 mm.

Sertarele se pot fixa între ele prin suprapunere. Coloana de sertare se montează de obicei pe o ramă rabatabilă într-un dulap, în aşa fel ca să se asigure accesul din faţă la aparatele din sertare şi din spate la conexiuni. Dacă dulapul

are acces prin spate, rama nu trebuie să fie rabatabilă.

Sertarele au pereţii verticali închişi, iar partea inferioară şi superioară este deschisă. În felul acesta, coloana de sertare asigură efectul de

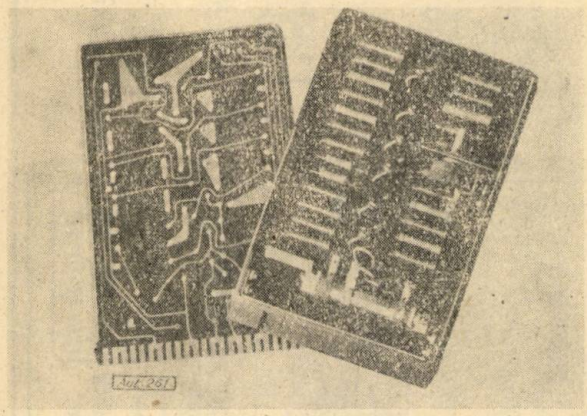


Fig. 1. Placă cu conexiuni imprimate — preamplificatorul.

coş, deci o răcire naturală bună, cu posibilitatea aplicării unei ventilări forţate. În acest scop se asimilează un sertar prevăzut cu ventilator, care va asigura circulaţia forţată a aerului prin coloana de sertare.

Prin construcţia modulară adoptată se realizează :

— folosirea pe scară largă a elementelor normalizate cu largi posibilităţi de combinare ;

— posibilitatea de înlocuire uşoară a elementelor defectate ;

— accesibilitatea uşoară ;

— favorizarea ventilaţiei naturale şi forţate.

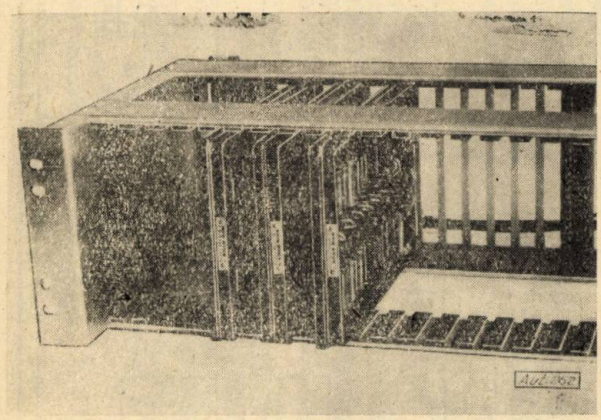


Fig. 2. Plăci introduse în sertar — regulator PID.

Modulele constructive UNIDIN au o aplicabilitate mult mai largă, fiind folosite şi în alte domenii ale electronicii industriale.

Condiţii tehnice generale

Sistemul UNIDIN a fost dimensionat pentru o temperatură a mediului ambiant de maximum 50°C. În cazul montării suprapuse a mai multor sertare, fără ventilaţie forţată, cum şi la montarea în dulapuri, trebuie să se ţină seamă de diferenţa de temperatură faţă de aceea a mediului înconjurător, care trebuie redusă cu cantitatea respectivă sub 50°C. Caracteristicile teh-

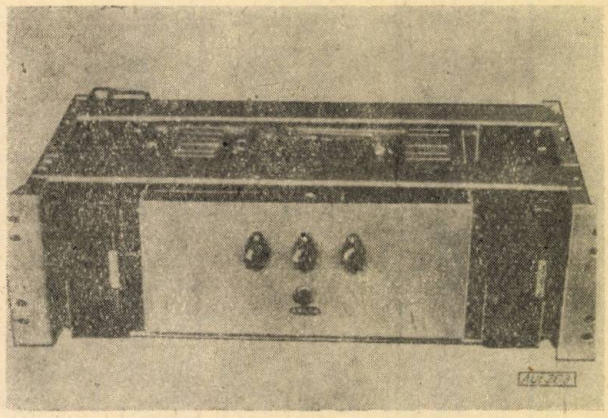


Fig. 3. Sertar cu plăci şi cutie — sursă de tensiune stabilizată.

nice ale aparatelor sînt respectate în gama de 10 — 50°C la modulele asimilate, şi 5 — 50°C la cele în asimilare.

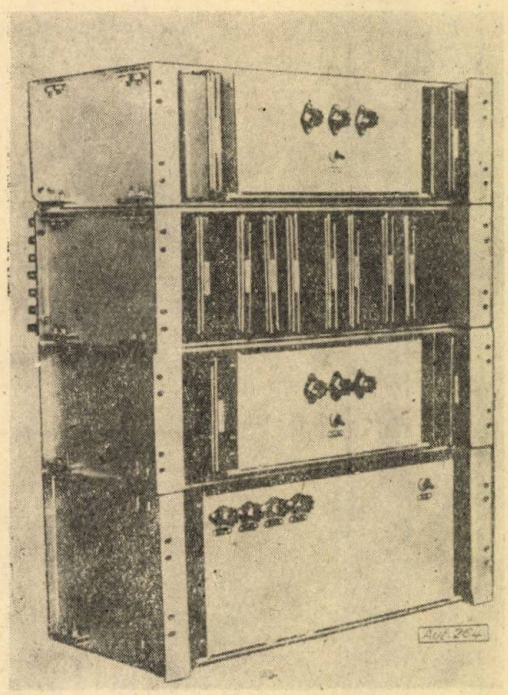


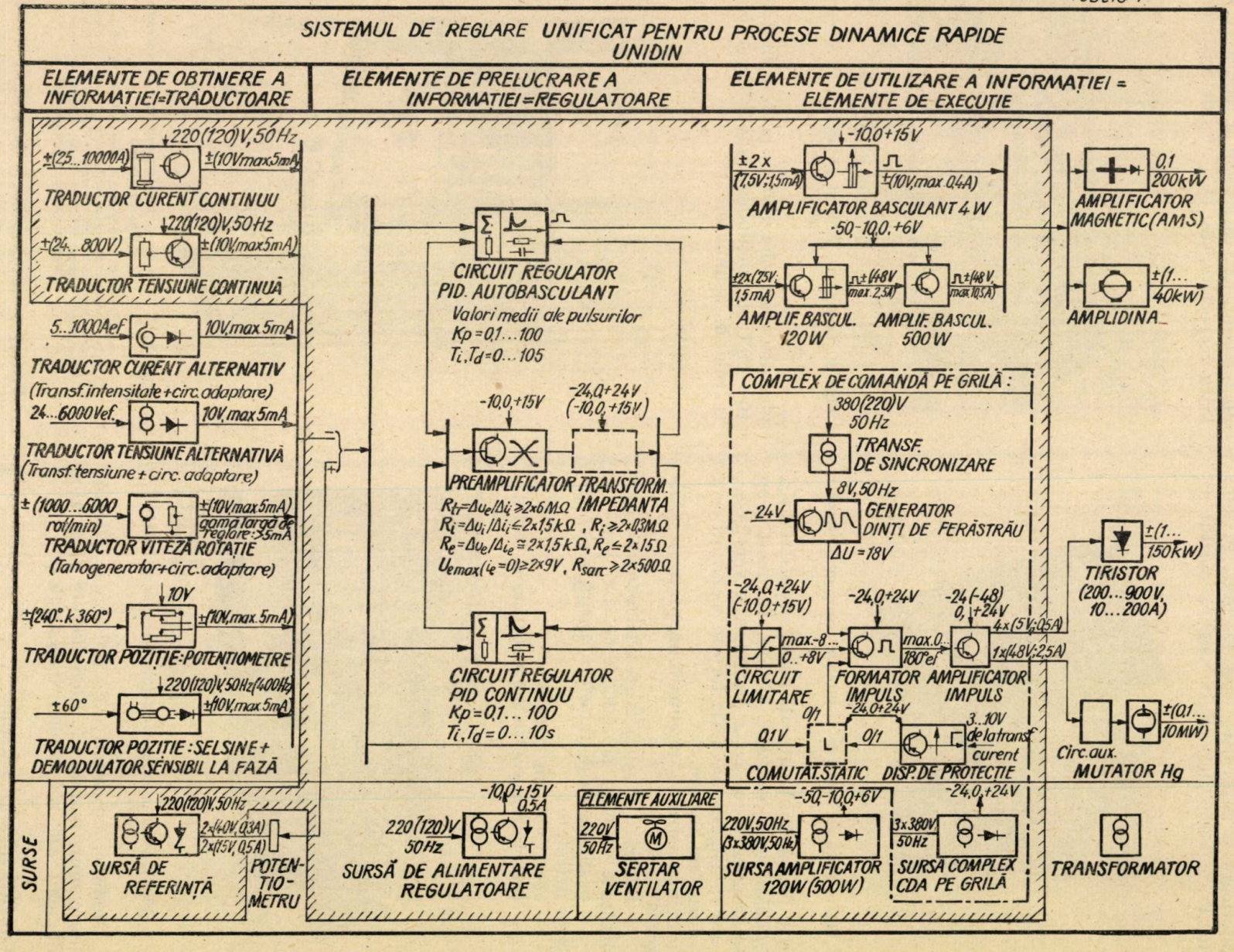
Fig. 4. Sertare echipate, montate în coloană. De jos în sus :

— sertar cu sursă pentru amplificator 120 W ; — sertar cu sursă de alimentare pentru regulatoare ; — sertar cu regulator PID continuu (3 plăci), regulator PID basculant (3 plăci), amplificator bistabil 120 W (2 plăci) ; — sertar cu sursă de tensiune stabilizată, pentru referinţă.

Variaţia admisibilă a tensiunii reţelei de alimentare în curent alternativ este de maximum + 10% ... —15%.

Ca semnale s-au ales tensiuni şi nu curenţi, pentru a permite o combinaţie cît mai simplă

Tabela 1


SISTEMUL DE REGLARE UNIFICAT PENTRU PROCESE DINAMICE RAPIDE
UNIDIN
ELEMENTE DE OBTINERE A INFORMAȚIEI=TRADUCTOARE
ELEMENTE DE PRELUCRARE A INFORMAȚIEI=REGULATOARE
ELEMENTE DE UTILIZARE A INFORMAȚIEI = ELEMENTE DE EXECUȚIE
220(120)V,50Hz
±(25...10000A)
±(10V max 5mA)
TRADUCTOR CURENT CONTINUU
220(120)V,50Hz
±(24...800V)
±(10V,max 5mA)
TRADUCTOR TENSIUNE CONTINUĂ
5...1000Aef
10V,max 5mA
TRADUCTOR CURENT ALTERNATIV
(Transf. intensitate + circ. adaptare)
24...6000Vef.
10V,max 5mA
TRADUCTOR TENSIUNE ALTERNATIVĂ
(Transf. tensiune + circ. adaptare)
± (1000...6000 rot/min)
±(10V,max 5mA)
gama largă de reglare: 35mA
TRADUCTOR VITEZĂ ROTAȚIE
(Tahogenerator + circ. adaptare)
10V
±(240°...k 360°)
±(10V,max. 5mA)
TRADUCTOR POZIȚIE: POTENȚIOMETRE
220(120)V,50Hz(400Hz)
±60°
±(10V,max 5mA)
TRADUCTOR POZIȚIE: SELSINE + DEMODULATOR SENSIBIL LA FAZĂ
CIRCUIT REGULATOR PID. AUTOBASCULANT
Valori medii ale pulsurilor
Kp = 0,1...100
Ti, Td = 0...105
-10,0+15V
-24,0+24V (-10,0,+15V)
PREAMPLIFICATOR TRANSFORM. IMPEDANȚĂ
Rtr = Δue/Δii ≥ 2×6 MΩ
Ri = Δui/Δii ≤ 2×1,5 kΩ , Ri ≥ 2×0,3 MΩ
Re = Δue/Δie ≅ 2×1,5 kΩ, Re ≤ 2×15 Ω
Uemax (ie = 0) ≥ 2×9V , Rsarc ≥ 2×500 Ω
CIRCUIT REGULATOR PID CONTINUU
Kp = 0,1...100
Ti, Td = 0...10s
-10,0+15V
±2x (7,5V; 15mA)
±(10V,max 0,4A)
AMPLIFICATOR BASCULANT 4 W
-50,-10,0,+6V
±2x(25V, 1,5mA)
±(48V max. 2,5A)
±(48V max 10,5A)
AMPLIF. BASCUL. 120 W
AMPLIF. BASCUL. 500 W
0,1 200kW
AMPLIFICATOR MAGNETIC (AMS)
±(1... 40kW)
AMPLIDINA
COMPLEX DE COMANDĂ PE GRILĂ:
380(220)V 50Hz
TRANSF. DE SINCRONIZARE
8V,50Hz
-24V
GENERATOR DINȚI DE FERĂSTRĂU
ΔU = 18V
-24,0+24V (-10,0,+15V)
CIRCUIT LIMITARE
max.-8... 0..+8V
-24,0+24V
max.0... 180°el
FORMATOR IMPULS
-24(-48) 0,+24V
4x(5V;0,5A)
1x(48V;2,5A)
AMPLIFICATOR IMPULS
0/1
Q1V
L
-24,0+24V
0/1
3...10V de la transf. curent
COMUTAT. STATIC
DISP. DE PROTECȚIE
±(1... 150kW)
TIRISTOR (200...900V, 10...200A)
±(0,1... 10MW)
Circ. aux.
MUTATOR Hg
SURSE
220(120)V,50Hz
2x(40V,0,3A)
2x(15V,0,5A)
SURSĂ DE REFERINȚĂ
POTENȚIOMETRU
-10,0+15V 0,5A
220(120)V 50Hz
SURSĂ DE ALIMENTARE REGULATOARE
ELEMENTE AUXILIARE
220V 50Hz
SERTAR VENTILATOR
-50,-10,0,+6V
220V,50Hz (3x380V,50Hz)
SURSA AMPLIFICATOR 120W (500W)
-24,0,+24V
3x380V 50Hz
SURSĂ COMPLEX CDA PE GRILĂ
TRANSFORMATOR

a acestora. Toate tensiunile, atît semnalele de intrare şi ieşire, cît şi tensiunile de alimentare, se introduc în raport cu un potenţial fix al aşazisei „bare de nul", care străbate întreaga instalaţie. Prin aceasta se permite legarea în cascadă sau în paralel şi alimentarea în paralel a unui număr mare de regulatoare.

Elemente componente

Elementele componente ale sistemului se împart în :

a) *Elemente de obţinere a informaţiei (traductoare)*. Ca traductoare se folosesc :

— tahogeneratoare pentru viteză ;

— potenţiometre sau selsine, urmate de demodulatoare sensibile la fază pentru poziţie ;

— traductoare de curent, respectiv tensiune continuă, în montaj tranzistorizat modulator — demodulator, cu asigurarea separării galvanice a circuitului de forţă de cel de reglare, pentru măsura curentului, respectiv a tensiunii continue ;

— transformatoare de intensitate pentru măsura curentului alternativ ; aceste transformatoare trebuie să asigure obţinerea unei tensiuni de circa 10 V şi de aceea se folosesc transformatoare de intensitate cu curentul secundar de 1 A (STAS 4324-54) sau execuţii speciale pentru curenţi şi mai mici ;

— transformatoare de tensiune pentru tensiuni alternative.

Traductoarele de curent şi tensiune continuă fac parte din sistemul UNIDIN şi sînt în fabricaţie.

b) *Elemente de prelucrare a informaţiei (regulatoare)*. Elementul de bază al regulatoarelor este preamplificatorul. Acesta constă în trei etaje de amplificare diferenţiale cu tranzistoare, cu caracteristici simetrice. La comanda nesimetrică cu un semnal simetric faţă de masă, potenţialele celor două ieşiri variază simetric în antifază, obţinîndu-se o rezistenţă de transfer de minimum 6 MΩ. Cotul de saturaţie corespunde unui curent de comandă de 1,5 μA. Deriva termică este de maximum 0,15 μA/°C în gama 10—50°C. Întrucît curentul de derivă termică variază exponenţial cu temperatura (de circa 8 ori de la 25°C la 50°C), efectul derivei termice se resimte în special la temperaturi ridicate ale mediului ambiant. La o dimensionare adecvată a circuitelor, efectul de derivă se poate păstra în limite acceptabile chiar în aceste condiţii. La o rezistenţă de sarcină de 2×6 kΩ se poate obţine o tensiune de ieşire de maximum 2×8 V, iar la 2×3 kΩ, de 2×6 V.

Comportarea PID a regulatoarelor se obţine prin circuite de reacţie RC, aplicate preamplificatoarelor. Se execută circuite de reacţie pentru regulatoare PID continue şi autobasculante.

Autobascularea se obţine prin aplicarea simultană a două reacţii :

— reacţie negativă tip PID ;

— reacţie pozitivă supracritică.

Reacţia pozitivă are ca rezultat caracterul bistabil al regulatorului, iar intensitatea sa determină frecvenţa de basculare (10—500 Hz).

Comportarea regulatorului PID autobasculant este echivalentă cu aceea a regulatorului PID continuu, întrucît valoarea medie a pulsurilor variază la fel ca şi valoarea instantanee a tensiunii regulatorului continuu. Modificarea valorii medii a pulsurilor se obţine prin modularea în lăţime a acestora. Regulatoarele autobasculante PID sînt necesare pentru comanda amplificatoarelor finale, bistabile (tranzistoarele pot comanda o putere mult mai mare în regim basculant, de releu).

Plăcile circuitelor de reacţie se livrează cu conexiuni imprimate, însă neechipate. Valorile optime ale rezistenţelor şi capacităţilor se determină la punerea în funcţiune a instalaţiei cu ajutorul unui bloc de reacţie ajustabil, care se racordează la cupla plăcii de reacţie respective. Acest bloc de reacţie este prevăzut şi cu o sursă de semnal treaptă, ajustabilă ca amplitudine. El se execută ca unicat la IPA. După această determinare experimentală, placa se echipează definitiv şi se acoperă cu lac izolant incolor, pentru protecţia contra prafului. Faţă de o soluţie cu elemente ajustabile, se ocupă un spaţiu mult mai redus, se reduce costul regulatoarelor şi se obţine o siguranţă mult mai mare în funcţionare.

În anumite cazuri în care se cere o putere mai mare (de exemplu comanda mai multor dispozitive de comandă pe grilă sau aplicarea unor circuite de reacţie de impedanţă redusă), se conectează un transformator de impedanţă în serie cu preamplificatorul. Transformatorul de impedanţă constă în două etaje diferenţiale în montaj repetor pe emitor. Rezistenţa de intrare este de $2 \times 0{,}3$ MΩ, iar rezistenţa de ieşire de maximum 2×15 Ω. Rezistenţa de sarcină este de minimum 2×500 Ω. Transformatorul de impedanţă este în curs de asimilare.

c) *Elemente de utilizare a informaţiei (elemente de execuţie)*. În cazul în care cascada de regulatoare comandă un amplificator magnetic sau o amplidină, elementul de ieşire prin care se execută această comandă este un amplificator final bistabil cu tranzistoare, de 4, 120, sau 500 W. Amplificatorul de 4W se poate alimenta de la sursa regulatoarelor, pe cînd amplificatoarele de 120 şi 500 W au surse separate. O utilizare largă o au amplificatoarele de 4 W şi în special cele de 120 W.

— În cazul în care cascada de regulatoare comandă un mutator (cu siliciu sau cu vapori de mercur), elementul de ieşire care execută această comandă este complexul de comandă pe grilă, compus la rîndul lui din mai multe

module, care sînt în curs de asimilare. Rolul acestuia este transformarea tensiunii continue de ieşire a regulatorului într-un şir de impulsuri de frecvenţa reţelei de alimentare şi defazaj care variază liniar cu valoarea semnalului de

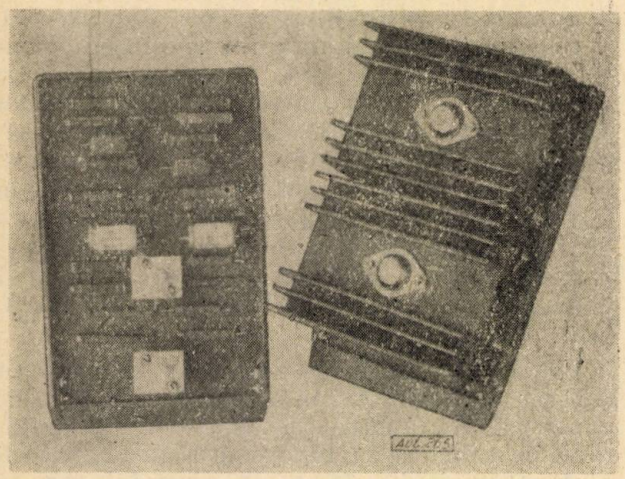


Fig. 5. Amplificator final bistabil 120 W.

comandă de la ieşirea regulatorului. Modulele componente ale complexului de comandă sînt: transformator de sincronizare, generator de tensiune în dinţi de ferăstrău, formator de impuls, amplificator de impuls (două variante ca putere), circuit de limitare a unghiurilor de comandă, dispozitiv de protecţie la supracurenţi, comutator static pentru scheme reversibile fără curenţi de circulaţie. Aceste module vor fi prezentate mai amănunţit în alt articol.

d) *Elemente auxiliare.* Sursele de tensiune stabilizată sînt complet tranzistorizate şi servesc atît pentru alimentarea regulatoarelor, cît şi ca surse de tensiune de referinţă.

— Sursele de tensiune nestabilizată servesc pentru alimentarea elementelor de execuţie.

— Sertarul cu ventilator, în curs de asimilare, asigură ventilaţia forţată a coloanei de sertare.

Din aplicarea practică a sistemului a rezultat utilitatea următoarelor elemente auxiliare, care sînt în curs de asimilare:

— dispozitiv de control (supraveghere a opririi, controlul impulsurilor de comandă, placă de control, cu bucşe de măsură);

— placă universală pentru realizarea unor circuite netipizate.

Tipizări de ansamble şi subansamble

Aplicarea principiului modular, atît sub aspectul funcţional, cît şi sub aspectul constructiv, a dus la o tipizare a aparaturii şi a elementelor constructive.

În momentul de faţă, constatîndu-se că modulele UNIDIN apar mai frecvent şi chiar în majoritatea cazurilor în anumite combinaţii în cadrul sertarelor, s-a întocmit documentaţia de fabricaţie pentru cablajul acestor sertare, cu echipare tipică. Cablarea ansamblului de sertare se reduce deci la conexiunile pe reglete şi între regletele sertarelor, întrucît conexiunile interioare ale sertarelor, dintre reglete şi cuple, sînt aferente cablajului tip al sertarelor.

Este în curs tipizarea ansamblelor de sertare, pe baza principalelor scheme de reglare tip. Prin aceasta se uşurează atît munca proiectantului instalaţiei, cît şi fabricaţia.

Instalaţiile comportînd un număr mare de blocuri se prevăd cu un panou sinoptic de control, pe care sînt montate bucşe de control, putîndu-se urmări cu uşurinţă funcţionarea schemei (reprezentată pe panou).

Pentru schemele simple se prevede o placă cu borne de control care se montează în sertar.

Ca urmare a tuturor acestor tipizări şi a aplicării principiilor noi de reglare şi optimizare, elaborarea instalaţiilor de reglare automată a acţionărilor electrice s-a simplificat mult şi s-a transformat dintr-o proiectare cu un aspect pronunţat de cercetare, într-o problemă de proiectare curentă.

Domenii de aplicare

Aplicaţia principală şi cea mai răspîndită este reglarea precisă, rapidă şi în limite largi (în mod curent 1 : 20, posibil pînă la 1 : 100) a vitezei motoarelor electrice, în special a celor de curent continuu. O utilizare importantă este şi aceea a reglării poziţiei. Acţionări reglabile sînt cerute în cele mai multe ramuri industriale:

— industria metalurgică (acţionările principale şi auxiliare ale laminoarelor, acţionarea schipurilor furnalelor, a benzilor de răcire din fabricile de aglomerare etc.);

— industria construcţiei de maşini (variatoare de viteză pentru maşini-unelte, acţionarea maşinilor de ridicat şi a ascensoarelor de mare viteză şi capacitate etc.);

— industria cimentului şi a materialelor de construcţie (dozatoare, transportoare etc.);

— industria minieră (maşini de extracţie);

— industria hîrtiei, cauciucului şi a materialelor plastice (acţionările liniilor continue şi sincronizarea lor);

— industria alimentară (acţionările liniilor de transport şi sincronizarea lor);

— industria chimică (pompe cu viteză variabilă etc.);

— tracţiunea Diesel electrică (reglarea automată a acţionării principale şi a încărcării bateriei de acumulatoare).

Alt domeniu important este acela al energeticii, în special reglarea tensiunii alternatoarelor de orice putere. Se obţine o reglare foarte precisă şi o înlăturare rapidă a efectului perturbaţiilor.

Aplicarea sistemului UNIDIN la reglarea tensiunii alternatoarelor de 150 kVA 8 000Hz, pentru tratamente termice, este în curs de execuţie.

Exemplele menţionate nu epuizează desigur posibilităţile de aplicare a sistemului UNIDIN.

Instalaţii realizate

Încercări experimentale asupra comportării aparaturii UNIDIN în scheme de reglare automată a vitezei motoarelor de curent continuu s-au efectuat la ICET, în colaborare cu „Automatica", asupra unui grup generator-motor, cu amplidine ca excitatoare ale generatorului şi motorului [1], [2] şi la IPA asupra unor motoare de curent continuu comandate pe indus prin amplificatoare magnetice, respectiv tiristoare [4]. S-au realizat game de reglare largi şi o precizie bună.

În 1963, aparatura din seria zero a fost aplicată în trei instalaţii :

a) Acţionarea transfercarelor laminorului bluming 1000 de la CSH, proiect IPL. Schema constă în reglarea în cascadă a vitezei, curentului şi tensiunii unui motor de curent continuu de 80 kW, alimentat de la un generator de curent continuu excitat prin amplidină. Ajustarea regulatoarelor şi optimizarea proceselor tranzitorii au corespuns perfect consideraţiilor şi calculelor teoretice. Aparatura a funcţionat la temperaturi ridicate ale mediului ambiant, depăşind 40°C. S-a dovedit că soluţiile adoptate pentru schemele diferitelor module sînt corespunzătoare şi că nu este necesară nici o modificare a acestora.

Din punct de vedere constructiv, au apărut unele deficienţe, care au fost remediate la fabricaţia de serie.

Pe de altă parte, aparatura UNIDIN a fost montată într-un mediu nepotrivit. Neajunsul cel mai important a fost praful, bun conducător de electricitate, din sala de maşini în care s-a montat instalaţia. Acest praf a fost introdus în aparatură prin circuitul de ventilaţie necorespunzător, ceea ce a dus la depunerea unui strat de praf conducător pe aparatură şi deci la rezistenţe de izolaţie reduse, cu efecte parazite, şi chiar la conturnări.

Au mai existat deficienţe din cauza folosirii unor contacte de releu necorespunzătoare în circuitele de reglare (comutarea valorilor impuse) a unor comenzi parazite din schema de comandă etc.

S-au luat măsuri de remediere a deficienţelor constatate, din iniţiativa CSH (ing. M. Bugariu). Echipamentele celor trei transfercare, repuse în funcţiune la 31 mai 1964 (transfercarele *B* şi *C*) şi 15 octombrie 1964 (transfercar *A*), funcţionează fără nici o deficienţă de la această dată (lucrează fără întrerupere, în trei schimburi) şi fără a cere o reajustare a regulatoarelor. La transfercarul *B*, pus în funcţiune la 31 mai 1964, au apărut unele întreruperi, datorită unor lipituri executate necorespunzător, în rest funcţionarea fiind corespunzătoare. Pînă la 1 octombrie 1965 s-au totalizat circa 25 000 de ore de funcţionare.

b) Acţionarea benzii de răcire de la Fabrica nouă de Aglomerare de la CSH, proiect IPROMET. Este o reglare în cascadă a vitezei curentului şi tensiunii unui motor de curent continuu de circa 20 kW alimentat de la un generator de curent continuu excitat prin amplificator magnetic. S-a asigurat o gamă largă de reglare a turaţiei. Aparatura a funcţionat normal, cu excepţia arderii unui transformator de reţea dintr-o sursă stabilizată. S-a luat măsura impregnării în viitor a tuturor transformatoarelor. Instalaţia a fost scoasă temporar din funcţiune din motive independente de aparatura UNIDIN.

c) Acţionările reglabile ale unei maşini de frezat prin copiere, proiect IPA. Sînt două acţionări cu reglarea în cascadă a vitezei şi curentului unor motoare de curent continuu, de 3 CP, respectiv 1 CP, comandate prin tiristoare. Funcţionarea aparaturii UNIDIN a fost normală şi fără nici o deficienţă. Instalaţia a fost expusă, în funcţiune, la Expoziţia Industriei electrotehnice a R.P.R. din 1963.

În afară de instalaţiile menţionate au fost puse în funcţiune, cu aparatură UNIDIN din producţia curentă, următoarele instalaţii :

a) Instalaţii de control Roentgen al sudurilor la ţevile sudate de la „Fabrica de Ţevi sudate" Bucureşti, proiect IPL. Fiecare instalaţie cuprinde două acţionări necesare pentru asigurarea unei mişcări de rotaţie şi a unei mişcări de translaţie. Acţionările sînt cu motor de curent continuu alimentat prin amplificatoare magnetice, cu reglarea automată a vitezei şi curentului.

b) Instalaţie de încercare la vibraţii a modelelor de edificii de la INCERC, proiect IPA. Instalaţia cuprinde o acţionare cu motor de curent continuu, alimentat prin amplificatoare magnetice cu reglarea automată a vitezei, acceleraţiei şi curentului.

În momentul de faţă sînt în curs de execuţie un număr mare de instalaţii cu aparatură UNIDIN.

Concluzii

Din experienţa acumulată pînă în prezent se poate afirma în mod categoric că principiile care au stat la baza elaborării sistemului de reglare unificat UNIDIN au fost corecte.

Împărţirea aparaturii pe module funcţionale, după principiul jocului de construcţie (BAUKASTEN), prezintă avantaje importante atît în fabricaţie, cît şi în proiectare, montaj şi exploatare.

Principiul constructiv adoptat şi normalizarea modulelor constructive (plăci cu circuite imprimate, cutii, sertare) s-au dovedit de asemenea ca cele mai raţionale şi practice.

Tipizarea regulatoarelor, împreună cu aplicarea principiului modern de reglare în cascadă şi a unor criterii inginereşti de optimizare, a permis simplificarea radicală a proiectării schemelor de reglare a acţionărilor electrice şi a procedeelor de punere în funcţiune a acestora.

Pe baza rezultatelor bune obţinute în exploatare, se poate afirma că sistemul de de reglare UNIDIN corespunde din punct de vedere funcţional, ca schemă şi ca valori, cum şi în ce priveşte siguranţa în funcţionare. Condiţiile tehnice ale modulelor corespund utilizării lor în scheme complexe de reglare automată.

BIBLIOGRAFIE

[1] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I. D., Brana, C. *Acţionare reversibilă cu reglarea optimală în cascadă a curentului şi turaţiei.* Probleme de automatizare, **III**, 1960, p. 79–99.

[2] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I. D., *Reglarea optimală sub şi peste turaţia de bază a motorului de curent continuu, folosind o sursă unică de referinţă.* In : Automatica şi Electronica **6**, nr. 3, 1962, p. 102–111.

[3] Weinrich, G., Mihăilescu, I., Landau, I. D., Negoiţă, C. *Realizarea constructivă a blocurilor tranzistorizate din sistemul de reglare unificat pentru acţionări electrice UNIDIN.* Probleme de automatizare, **IV**, 1961, p. 247–260.

[4] Weinrich, G., Landau, I. D., Anastasiu, S., Constantinescu, M., Chivăran, St. *Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu, comandate prin tiristoare.* In : Automatica şi Electronica, **7**, nr. 1, 1963, p. 24–32.

Ing. D. POENARU şi ing. N. VÎLCOV

Cascoda şi cascoda cu sarcină „bootstrap" în regim tranzitoriu

Datorită proprietăţii sale remarcabile de a prezenta o amplificare de pentodă cu zgomot de triodă, cascoda este utilizată de mult timp în amplificatoare de radiofrecvenţă, audiofrecvenţă şi chiar curent continuu [1], peste tot unde este necesar un raport semnal/zgomot cît mai mare. În ultimii ani, ea este utilizată tot mai mult şi ca preamplificatoare de impulsuri, atît sub forma sa simplă, cît şi cu sarcina „bootstrap" [2], [3], pentru a obţine amplificare mai mare, ca de exemplu în legătură cu utilizarea detectoarelor de radiaţii cu dispozitive semiconductoare în fizica nucleară experimentală [4], [5].

Prezenta lucrare îşi propune să dea relaţii utile atît în analiza, cît şi în calculul de proiectare a celor două montaje amintite mai sus, pentru o funcţionare în impulsuri la semnal mic (regim liniar). Se va calcula, în fiecare caz, amplificarea în bandă şi caracteristica tranzitorie.

Cascoda

Circuitul echivalent al cascodei din figura 1 *a* este prezentat în figura 1 *b*. Pentru calculul amplificării în bandă se utilizează circuitul echivalent din figura 2, obţinut prin neglijarea capacităţilor în circuitul din figura 1 *b*.

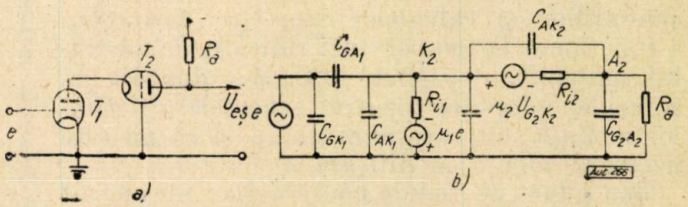


Fig. 1. Schema de principiu (*a*) şi circuitul echivalent al cascodei (*b*).

Analiza acestui circuit simplu permite să se obţină următoarea expresie pentru amplificare :

$$A_0 \equiv \frac{U_{es}}{e} = -\frac{(\mu_2 + 1)\,\mu_1 R_a}{(\mu_2 + 1)\,R_{i1} + R_{i2} + R_a} \qquad (1)$$

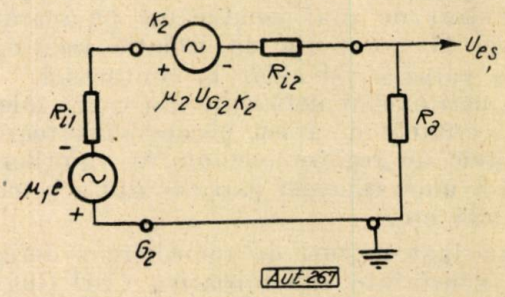


Fig. 2. Circuitul echivalent al cascodei la frecvenţe mijlocii.

şi dacă :

$$\frac{R_{i2} + R_a}{\mu_2 + 1} \ll R_{i1}, \qquad (2)$$

adică tubul T_2 are un factor de amplificare mare :

$$A_0 = - S_1 R_a , \tag{3}$$

ca şi cum ar fi vorba de o pentodă cu pantă S_1 avînd ca sarcină rezistenţa R_a.

Rezistenţa de ieşire a montajului se poate calcula cu o metodă utilizată de Butler [6], care se bazează pe faptul că amplificarea scade la jumătate cînd rezistenţa de ieşire scade la jumătate. Simbolic se poate scrie :

$$\frac{1}{2} A_0 (R_a) = A_0 (R_a \,||\, R_{eş}) . \tag{4}$$

Făcînd înlocuirile în ecuaţia (4), se obţine :

$$R_{eş} = R_a \frac{(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2}}{(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_a} . \tag{5}$$

Pentru calculul funcţiei de transfer la frecvenţe înalte se utilizează circuitul echivalent din figura 3, care poate fi uşor echivalat cu

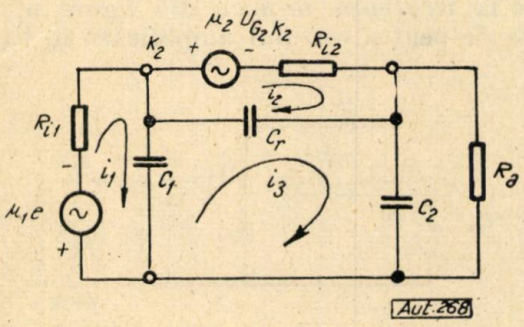


Fig. 3. Circuitul echivalent al cascodei la frecvenţe înalte.

circuitul din figura 1 *b*. Dacă în loc de C_2 şi R_a se pune impedanţa echivalentă :

$$Z_a = \frac{R_a}{1 + p \tau_2} , \tag{6}$$

în care :

$$\tau_2 = C_2 R_a , \tag{7}$$

cu sensurile curenţilor pe ochiuri din figura 3, se pot scrie ecuaţiile :

$$\mu_1 e + \left(R_{i1} + \frac{1}{pC_1} \right) i_1 - \frac{i_3}{pC_1} = 0 ; \tag{8}$$

$$U_{G_2K_2} = (i_3 - i_1) \frac{1}{pC_1} ; \tag{9}$$

$$\mu_2 U_{G_2K_2} + \left(R_{i2} + \frac{1}{pC_r} \right) i_2 - \frac{i_3}{pC_r} = 0 ; \tag{10}$$

$$- \frac{i_1}{pC_1} - \frac{i_2}{pC_r} + \left(\frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_r} + \frac{R_a}{1 + p\tau_2} \right) i_3 = 0 ; \tag{11}$$

$$U_{eş} = i_3 \frac{R_a}{1 + p \tau_2} . \tag{12}$$

Eliminînd curenţii şi tensiunea $U_{G_2K_2}$ din acest sistem de ecuaţii, se obţine funcţia de transfer normată :

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{1 + A_r \cdot p}{1 + pB + p^2 C} , \tag{13}$$

în care :

$$A_r = \frac{\tau_r}{\mu_2 + 1} ; \tag{14}$$

$$B = \frac{[(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2}] \tau_2 + (R_{i2} + R_a) \tau_1 + (R_{i1} + R_a) \tau_r}{(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_a} ; \tag{15}$$

$$C = \frac{R_{i2} \tau_1 \tau_2 + R_a \tau_1 \tau_r + R_{i1} \tau_2 \tau_r}{(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_a} ; \tag{16}$$

$$\tau_1 = C_1 R_{i1} ; \tag{17}$$

$$\tau_r = C_r R_{i2} ; \tag{18}$$

$$\tau_2 = C_2 R_a . \tag{19}$$

Punînd în evidenţă nulul şi polii funcţiei de transfer, relaţia (13) se poate scrie sub forma :

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{p + \alpha}{(p + a)(p + b)} \cdot \frac{ab}{\alpha} . \tag{20}$$

Cu ajutorul tabelelor de transformate Laplace [7] se obţine uşor răspunsul la saltul unitar, ca funcţia originală a imaginii $\frac{A(p)}{pA_0}$:

$$f(t) = 1 + \frac{1 - \frac{a}{\alpha}}{\frac{a}{b} - 1} \exp(-at) + \frac{1 - \frac{b}{\alpha}}{\frac{b}{a} - 1} \exp(-bt) \tag{21}$$

şi notînd :

$$\frac{a}{b} = m ; \; at = \xi ; \; bt = \frac{\xi}{m} ; \; \frac{a}{\alpha} = n ; \frac{b}{\alpha} = \frac{n}{m} \tag{22}$$

rezultă caracteristica tranzitorie dată de relaţia :

$$f(\xi) = 1 - \frac{m - n}{m - 1} \exp\left(- \frac{\xi}{m} \right) + \frac{1 - n}{m - 1} \exp(-\xi), \tag{23}$$

în care :

$$m = \frac{a}{b} = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{B - \sqrt{B^2 - 4C}} ; \tag{24}$$

$$a = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{2C} ; \tag{25}$$

$$n = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{2C} \cdot A_r , \tag{26}$$

A_r, B şi C fiind daţi de relaţiile (14) — (16).

În figura 4 s-a reprezentat grafic caracteristica tranzitorie dată de ecuaţia (23) $f(\xi)$ în funcţie de $\frac{\xi}{m}$. Se observă că valoarea lui n are influenţă asupra timpului de creştere exprimat în unităţi de ξ/m doar pentru

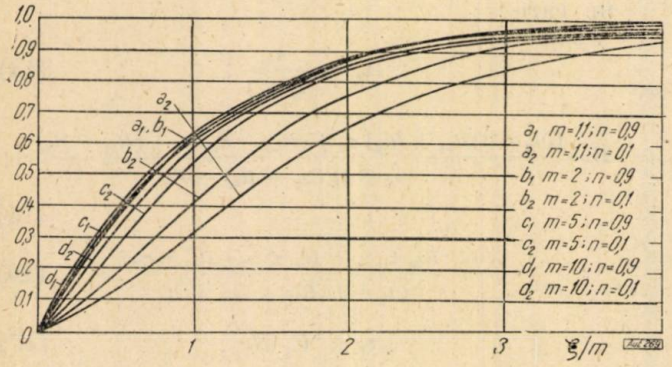


Fig. 4. Caracteristica tranzitorie a cascodei.

valori mici ale lui m. Pe măsură ce m creşte, această influenţă scade, ajungînd ca practic pentru $m \geqslant 10$ să nu mai existe. Rezultă deci că pentru $m \geqslant 10$ caracteristica tranzitorie poate fi bine aproximată de relaţia :

$$f(\xi) \cong 1 - \exp\left(-\frac{\xi}{m}\right) \quad (27)$$

şi timpul de creştere (0,1 — 0,9) a caracteristicii tranzitorii este :

$$t_c = \frac{2,2\,m}{a} = \frac{4,4\,C}{B - \sqrt{(B^2 - 4C)}}. \quad (28)$$

În expresia (27) nu mai intervine n, deci capacitatea C_r poate fi neglijată. Neglijînd această capacitate, relaţiile (15) şi (16) devin :

$$B = \frac{[(\mu_2 + 1)\,R_{i1} + R_{i2}]\,\tau_2 + (R_{i2} + R_a)\,\tau_1}{(\mu_2 + 1)\,R_{i1} + R_{i2} + R_a}; \quad (29)$$

$$C = \frac{R_{i2}\,\tau_1\,\tau_2}{(\mu_2 + 1)\,R_{i1} + R_{i2} + R_a}. \quad (30)$$

În cazul unor tuburi identice care lucrează în acelaşi punct mediu de funcţionare ($R_{i2} = R_{i1} = R_i$ şi $\mu_2 = \mu_1 = \mu$) şi dacă în plus $R_a \ll R_i$ şi $\mu \gg 1$, relaţiile (29) şi (30) se simplifică mult :

$$B = \tau_2 + \frac{\tau_1}{\mu}; \quad (31)$$

$$C = \tau_2 \frac{\tau_1}{\mu}. \quad (32)$$

Aceste relaţii arată, după cum era de aşteptat, că efectul capacităţii C_1 este micşorat faţă de C_2 datorită conectării sale într-un punct de impedanţă mică (impedanţă de intrare a montajului cu grila la masă). În acest caz se obţine relaţia binecunoscută :

$$t_c = 2,2\ \tau_2 = 2,2\ R_a\,C_2. \quad (33)$$

Pentru $m = 1$(şi $n = 0$), caracteristica tranzitorie se calculează cu relaţia :

$$f(\xi) = 1 - (1 + \xi)\exp(-\xi), \quad (34)$$

obţinută prin ridicarea nedeterminării în (23).

Cascoda cu sarcină „bootstrap"

Pentru a obţine amplificări mari, păstrînd totodată polaritatea tensiunii amplificate de cascodă, sarcina acesteia se conectează în montaj „bootstrap" [2], [3], [4]. Schema electrică de principiu a cascodei cu sarcina „bootstrap" se dă în figura 5 *a*, iar circuitul său echivalent în figura 5 *b*.

Neglijînd capacităţile în circuitul echivalent din figura 5 *b*, se obţine circuitul echivalent la frecvenţe mijlocii din figura 6, care serveşte pentru calculul amplificării în bandă.

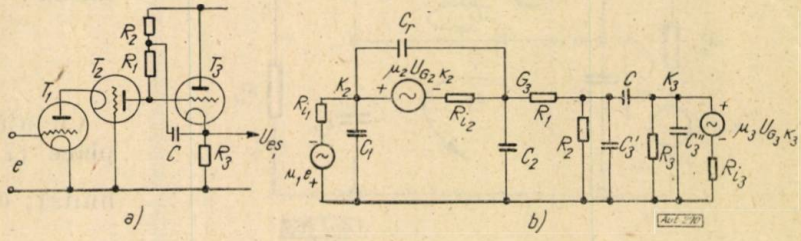


Fig. 5. Schema electrică de principiu (*a*) şi circuitul echivalent (*b*) al cascodei cu sarcina „bootstrap".

Aici rezistenţa R reprezintă echivalenta celor două rezistenţe R_2 şi R_3 montate în paralel.

Analiza pe ochiuri a acestui circuit permite să se scrie următorul sistem de ecuaţii :

$$\mu_1 e + \mu_2\,U_{G_2K_2} + (R_{i1} + R_{i2} + R_1 + R)\,i_1 - R_{i2} = 0; \quad (35)$$

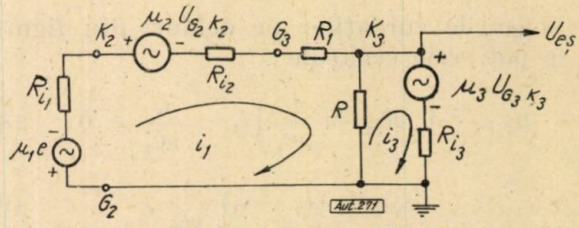


Fig. 6. Circuitul echivalent al cascodei cu sarcina „bootstrap" la frecvenţe mijlocii.

$$(\mu_2 + 1)\,U_{G_2K_2} + R_{i2}\,i_1 + U_{G_3K_3} + U_{eş} = 0; \quad (36)$$

$$U_{G_3K_3} = R_1\,i_1; \quad (37)$$

$$U_{G_2K_2} = \mu_1\,e + i_1\,R_{i1}; \quad (38)$$

$$U_{eş} = (i_1 - i_2)\,R; \quad (39)$$

$$U_{eş} = \mu_3\,U_{G_3K_3} + i_2\,R_{i3}. \quad (40)$$

Eliminînd curenţii şi tensiunile $U_{G_2K_2}$ şi $U_{G_3K_3}$ din acest sistem, se obţine amplificarea în bandă :

$$A_0 = - \frac{\mu_1 (\mu_2 + 1)(\mu_3 R_1 + R_{i3})}{(\mu_2 + 1) R_{i1} + (\mu_3 + 1) R_1 + R_{i2} + R_{i3} + \frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_1]}. \quad (41)$$

În practică prezintă interes deosebit cazul în care tuburile T_2 şi T_3 sînt identice (dublă triodă), iar T_1 este un tub cu zgomot mic. În acest caz notînd :

$$R_{i2} = R_{i3} = R_i ; \; \mu_2 = \mu_3 = \mu \quad (42)$$

şi dacă în plus :

$$R_i \ll \mu R_1 ; \; R_1 \ll \mu R_{i1}, \quad (43)$$

se obţine o relaţie simplă :

$$A_0 = - S_1 R_1 \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R} + \frac{R_1}{R_{i1}}}. \quad (44)$$

Comparînd această relaţie cu (3) se poate vedea că montarea „bootstrap" a sarcinii aduce o creştere aproximativ de μ ori a amplificării.

Rezistenţa de ieşire poate fi calculată uşor cunoscînd expresia amplificării pe baza relaţiei scrise simbolic astfel :

$$\frac{1}{2} A_0 (R) = A_0 (R \| R_{es}), \quad (45)$$

din care rezultă :

$$R_{es} = \frac{R_{i3}[(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_1]}{(\mu_2 + 1) R_{i1} + (\mu_3 + 1) R_1 + R_{i2} + R_{i3} + \frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_1]}, \quad (46)$$

iar în cazul în care sînt satisfăcute condiţiile (42) şi (43) :

$$\frac{1}{R_{es}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_i}\left(1 + \frac{R_1}{R_{i1}}\right), \quad (47)$$

adică impedanţa de ieşire este mai mare decît impedanţa repetorului catodic echipat cu acelaşi tub şi avînd o rezistenţă de sarcină R_1.

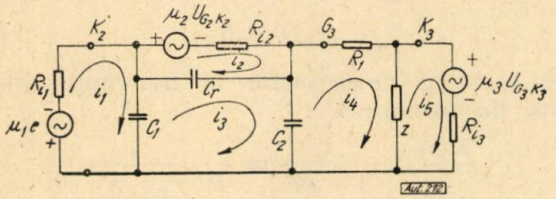


Fig. 7. Circuitul echivalent al cascodei cu sarcina „bootstrap" la frecvenţe înalte.

Caracteristica tranzitorie a montajului poate fi calculată dacă se cunoaşte funcţia de transfer a circuitului la frecvenţe înalte. În figura 7 se dă circuitul echivalent al cascodei cu sarcină „bootstrap" la frecvenţe înalte, ca o formă transformată a circuitului din figura 5 *b*.

În această figură s-a notat :

$$Z = \frac{R}{1 + p \tau_3}; \quad (48)$$

$$\tau_3 = C_3 R ; \quad (49)$$

$$C_3 = C_3' + C_3'' ; \quad (50)$$

$$R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}. \quad (51)$$

Analiza circuitului permite să se scrie următorul sistem de ecuaţii :

$$\mu_1 e + i_1 \left(R_{i1} + \frac{1}{pC_1}\right) - \frac{i_3}{pC_1} = 0 ; \quad (52)$$

$$\mu_2 U_{G_2K_2} + \left(R_{i2} + \frac{1}{pC_r}\right) i_2 - \frac{i_3}{pC_r} = 0 ; \quad (53)$$

$$U_{G_2K_2} = (i_3 - i_1) \frac{1}{pC_1}; \quad (54)$$

$$\left(\frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} + \frac{1}{pC_r}\right) i_3 - \frac{i_1}{pC_1} - \frac{i_2}{pC_r} - \frac{i_4}{pC_2} = 0 ; \quad (55)$$

$$\left(\frac{1}{pC_2} + R_1 + Z\right) i_4 - \frac{i_3}{pC_2} - i_5 Z = 0 ; \quad (56)$$

$$\mu_3 U_{G_3K_3} + i_5 (R_{i_3} + Z) - i_4 Z = 0 ; \quad (57)$$

$$U_{G_3K_3} = i_4 R_1 ; \quad (58)$$

$$U_{es} = - i_5 Z + i_4 Z ; \quad (59)$$

$$U_{es} = \mu_3 U_{G_3K_3} + i_5 R_{i_3}. \quad (60)$$

Dacă se notează :

$$C_1 R_{i1} = \tau_1 ; \; C_2 R_1 = \tau_2 ; \; C_3 R = \tau_3 ;$$

$$C_r R_{i2} = \tau_r \quad (61)$$

şi se elimină curenţii şi tensiunile $U_{G_2K_2}$ şi $U_{G_3K_3}$ din sistemul de ecuaţii (52) — (60), se obţine factorul de transfer normat sub forma :

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{1 + A_r \cdot p}{1 + Bp + Cp^2 + Dp^3}, \quad (62)$$

unde :

$$A_r = \frac{\tau_r}{\mu_2}; \quad (63)$$

$$B = \frac{1}{(\mu_2+1)R_{i1}+(\mu_3+1)R_1+R_{i2}+R_{i3}+\frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2+1)R_{i1}+R_1+R_{i2}]}\left\{\left[(\mu_3+1)R_1+R_{i2}+R_{i3}+\right.\right.$$

$$+\frac{R_{i3}}{R}(R_1+R_{i1}+R_{i2})\Big]\tau_1+\left\{\left[(\mu_2+1)\frac{R_{i1}}{R_1}+\frac{R_{i2}}{R_1}\right](\mu_3R_1+R_{i3})+\left(1+\frac{R_{i3}}{R}\right)[(\mu_2+1)R_{i1}+R_{i2}]\right\}\tau_2+$$

$$\left.+\frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2+1)R_{i1}+R_1+R_{i2}]\tau_3+\left[(\mu_3+1)R_1+R_{i1}+R_{i3}+\frac{R_{i3}}{R}(R_{i1}+R_1)\right]\tau_r\right\}; \quad (64)$$

$$C = \frac{1}{(\mu_2+1)R_{i1}+(\mu_3+1)R_1+R_{i2}+R_{i3}+\frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2+1)R_{i1}+R_1+R_{i2}]}\left\{\left[(\mu_3R_1+R_{i3})\frac{R_{i2}}{R_1}+\right.\right.$$

$$+(R+R_{i3})\frac{R_{i2}}{R}\Big]\tau_1\tau_2+\frac{R_{i3}}{R}(R_1+R_{i2})\tau_1\tau_3+\left[(\mu_3+1)R_1+R_{i3}+\frac{R_{i3}}{R}R_1\right]\tau_1\tau_r+$$

$$\left.+\frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2+1)R_{i1}+R_{i2}]\tau_2\tau_3+\left[\frac{R_{i1}}{R_1}(\mu_3R_1+R_{i3})+\frac{R_{i1}}{R}(R_{i3}+R)\right]\tau_2\tau_r+\frac{R_{i3}}{R}(R_1+R_{i1})\tau_3\tau_r\right\}; \quad (65)$$

$$D = \frac{\frac{R_{i3}}{R}(R_{i2}\tau_1\tau_2\tau_3+R_{i1}\tau_2\tau_3\tau_r+R_1\tau_3\tau_r\tau_1)}{(\mu_2+1)R_{i1}+(\mu_3+1)R_1+R_{i2}+R_{i3}+\frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2+1)R_{i1}+R_1+R_{i2}]}. \quad (66)$$

Pentru a obține din tabele caracteristica tranzitorie care este originalul imaginii $\frac{A(p)}{pA_0}$ trebuie aflate rădăcinile ecuației:

$$1+Bp+Cp^2+Dp^3=0. \quad (67)$$

Se poate arăta că în condițiile în care coeficienții B, C și D sînt dați de relațiile (64)—(66) ecuația (67) admite rădăcini reale negative: $-p_1$; $-p_2$; $-p_3$, deci poate fi scrisă sub forma:

$$Dp^3+Cp^2+Bp+1 \equiv D(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3). \quad (68)$$

Dacă se notează nulul funcției de transfer cu:

$$-p_0 = -\frac{1}{A_r}, \quad (69)$$

transformata Laplace a funcției căutate este:

$$\frac{A(p)}{pA_0} = \frac{A_r}{D}\cdot\frac{(p+p_0)}{p(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}. \quad (70)$$

Din tabele [7] se găsește originalul care este de forma:

$$f(t) = 1 - a_1\exp(-p_1t) - a_2\exp(-p_2t) - a_3\exp(-p_3t), \quad (71)$$

coeficienții a_1, a_2, a_3 putînd fi calculați în funcție de nulul și polii funcției de transfer.

În paragraful precedent s-a arătat că caracteristica tranzitorie a cascodei este determinată de constanta de timp din circuitul anodic al tubului cu grila la masă. Examinarea atentă a relației (64) duce la aceeași concluzie în cazul cascodei cu sarcina „bootstrap"; se vede că constanta de timp τ_2 are un coeficient cu cel puțin un ordin de mărime mai mare decît τ_1, τ_r și τ_3. Acest lucru era de așteptat, deoarece atît C_1 cît și C_3 sînt conectate în puncte de impedanță mică față de masă (catoda T_2 și, respectiv, catoda T_3).

Luînd $\tau_1 = \tau_3 = \tau_r = 0$ în relațiile (63)—(66), se obține:

$$A_r = 0; \quad (72)$$

$$B = \frac{\left[(\mu_2+1)\frac{R_{i1}}{R_1}+\frac{R_{i2}}{R_1}\right](\mu_3R_1+R_{i3})+\left(1+\frac{R_{i3}}{R}\right)[(\mu_2+1)R_{i1}+R_{i2}]}{(\mu_2+1)R_{i1}+(\mu_3+1)R_1+R_{i2}+R_{i3}+\frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2+1)R_{i1}+R_1+R_{i2}]}\tau_2; \quad (73)$$

$$C = 0; \quad (74)$$

$$D = 0; \quad (75)$$

iar factorul de transfer la frecvențe înalte este de forma:

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{1}{1+Bp} = \frac{1}{B}\cdot\frac{1}{p+\frac{1}{B}}. \quad (76)$$

Caracteristica tranzitorie este monotonă (fără supracreșteri) și timpul său de creștere (0,1—0,9) este:

$$t_c = 2{,}2\,B \cong 2{,}2\,\frac{A_0}{\mu_1}\left(1+\frac{R_{i1}}{\mu_3R_1}\right)\tau_2, \quad (77)$$

deci mai mare decît al unui etaj de amplificare obişnuit care are constanta de timp a circuitului anodic $= \tau_2$.

Răspunsul circuitului la palierul impulsului dreptunghiular se poate afla dacă se cunoaşte funcţia de transfer în domeniul

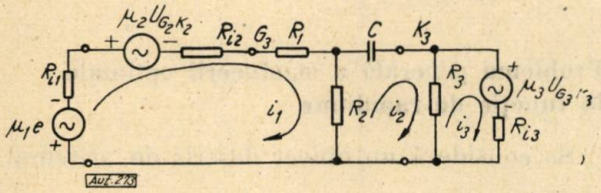


Fig. 8. Circuitul echivalent al cascodei cu sarcina „bootstrap" la frecvenţe joase.

frecvenţelor joase. Neglijînd capacităţile parazite în circuitul echivalent din figura 5 *b*, se obţine circuitul echivalent din figura 8.

Aici intervine o singură capacitate de cuplaj, deoarece se analizează cascoda cu sarcină „bootstrap" sub forma sa particulară (fig. 5) utilizată în preamplificatoare sensibile la sarcină pentru detectoare de radiaţii cu semiconductoare [4].

Analiza pe ochiuri a acestui circuit permite să se scrie următorul sistem de ecuaţii :

$$\mu_1 e + \mu_2 U_{G_2K_2} + (R_{i1} + R_{i2} + R_1 + R_2) i_1 - i_2 R_2 = 0 ; \quad (78)$$

$$\left(R_2 + \frac{1}{p C} + R_3\right) i_2 - i_1 R_2 - i_3 R_3 = 0 ; \quad (79)$$

$$\mu_3 U_{G_3K_3} + (R_{i3} + R_3) i_3 - i_2 R_3 = 0 ; \quad (80)$$

$$U_{G_2K_2} = \mu_1 e + i_1 R_{i1} ; \quad (81)$$

$$U_{G_3K_3} = R_1 i_1 + \frac{i_2}{p C} ; \quad (82)$$

$$U_{es} = i_2 R_3 - i_3 R_3 ; \quad (83)$$

$$U_{es} = \mu_3 U_{G_3K_3} + i_3 R_{i3} . \quad (84)$$

Factorul de transfer se obţine eliminînd curenţii şi tensiunile $U_{G_2K_2}$ şi $U_{G_3K_3}$ din acest sistem, şi făcînd raportul U_{es}/e. În acest fel rezultă :

$$\frac{A_j}{A_0} = \frac{1 + \dfrac{M}{p\tau}}{1 + \dfrac{N}{p\tau}} = \frac{\tau p + M}{\tau p + N}, \quad (85)$$

unde s-a notat :

$$\tau = C R_2 ; \quad (86)$$

$$M = \frac{\mu_3 (R_1 + R_2)}{\mu_3 R_1 + R_{i3}} ; \quad (87)$$

$$N = \frac{A_0}{\mu_1} \frac{\left(\mu_3 + 1 + \dfrac{R_{i3}}{R_3}\right)[(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_1 + R_2]}{(\mu_2 + 1)(\mu_3 R_1 + R_{i3})} . \quad (88)$$

Din tabele de transformate Laplace [7] se găseşte răspunsul la palier corespunzător unei funcţii de transfer de forma celei din (85) :

$$f(t) = \frac{M}{N} + \frac{N - M}{N} \exp\left(-\frac{t}{\frac{\tau}{N}}\right), \quad (89)$$

deci constanta de timp care interesează este $\frac{\tau}{N}$.

Se observă că, pentru $N = M$, se obţine $f(t) = 1$ indiferent de valoarea constantei de timp τ. Examinînd relaţiile (87) şi (88) se vede că această condiţie poate fi îndeplinită printr-o alegere corespunzătoare a elementelor de circuit. Există deci posibilitatea să se obţină o compensare perfectă a căderii palierului dată de constanta de timp a circuitului de cuplaj, indiferent de valoarea capacităţii de cuplaj.

BIBLIOGRAFIE

[1] Valley, G. E. şi Wallman, H. *Vacuum tube amplifiers.* New York, Mc Graw Hill, 1948.

[2] Keen, A. W. *Bootstrap circuit technique.* In : Electronic and Radio Engineer, sept 1958, p. 345—354.

[3] Vîlcov, N. şi Poenaru, D. *Amplificatorul cu sarcină de tip „bootstrap".* In : Automatica şi Electronica, nr. 3, 1965.

[4] Chase, R. L., Higinbotham, W. A. şi Miller, G. L. *Amplifier for use with p-n junction radiation detectors.* In : IRE Trans. NS—8, nr. 1, 1961, p. 147—150.

[5] Poenaru, D. şi Vîlcov, N. *Detectoare de radiaţii nucleare cu dispozitive semiconductoare. Partea a III-a.* Va apărea în : Studii şi cercetări de fizică, 1965.

[6] Butler, F. *Analysis of the bootstrap follower.* In : Wireless World, ian 1963, p. 21—26.

[7] Ditkin, V. A. şi Kuznețov, P. I. *Spravocinik po operaţionnomu iscisleniu.* Moscova, 1951.

Ing. VL. IONESCU

Consideraţii privind optimizarea în funcţie de rapiditate a conducerii automate

Problema conducerii automate, optimizate în funcţie de rapiditate, este actualmente în atenţia cercetărilor datorită faptului că optimizarea unei clase mari de procese de conducere a operaţiilor tehnologice se reduce în multe cazuri la optimizarea în funcţie de rapiditate. Rezolvarea unei astfel de probleme, evident cu luarea în consideraţie a restricţiilor, se reduce la aplicarea principiului maximului lui L.S.Pontriaghin [1], [2].

Elaborarea cantitativă a strategiei de conducere este în general un lucru complicat, impedimentul principal fiind de natură calculatorie. Din punct de vedere calitativ, dacă obiectul condus este descris de ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi constanţi, iar restricţiile formează în spaţiul comenzilor un paralelipiped, mărimile de acţionare ale obiectului sînt reprezentate de funcţii constante pe porţiuni avînd valori egale cu cele ale restricţiilor.

Această proprietate a comenzilor se păstrează şi în majoritatea situaţiilor din cazul obiectelor neliniare.

Trebuie deci reţinut un fapt extrem de important, şi anume : efectuarea unei conduceri optimale în funcţie de rapiditate implică o strategie care nu poate fi descrisă de o singură funcţie analitică. Această afirmaţie este de fapt un lucru cunoscut în teoria jocurilor şi verificat în teoria conducerii optimale.

În consecinţă, folosirea mărimilor de acţionare continue descrise de expresii analitice uniforme pe tot intervalul de conducere este incompatibilă cu strategia optimală ; mai mult, o comandă continuă, oricît de complicată ar fi, reprezintă o strategie banală.

În cele ce urmează se va încerca rezolvarea problemei de conducere folosind sisteme eşantionate în timp (cu perioadă de eşantionare constantă).

Abordarea acestei probleme a fost dictată de faptul că aplicarea practică a principiului maximului reclamă includerea nemijlocită în circuitul de reglaj a calculatoarelor cu performanţe pretenţioase [3], [4] fapt care nu totdeauna este posibil şi în consecinţă singurele sisteme care permit o strategie de conducere nebanală şi au o teorie operatorială închegată sînt sistemele eşantionate.

Problema generală a conducerii optimale în funcţie de rapiditate

Se consideră un obiect descris de sistemul :

$$\frac{dx}{dt} = f(x,u,t), x \in X, u \in U, \qquad (1)$$

unde :

X — spaţiul n — dimensional al fazelor ;

U — spaţiul r — dimensional al comenzilor ;

$f = (f^1 \ldots f^n)$.

Fie un punct P care descrie în spaţiul fazelor traiectoria :

$$x = x_P(t).$$

Se cere elaborarea unei strategii de conducere $u(t)$ astfel ca traiectoria obiectului condus să întîlnească traiectoria punctului P în timp minim, iar de acolo să o urmeze fidel.

Evident strategia este optimală pînă în momentul de incidenţă ; din acel moment, comanda este descrisă de o funcţie analitică.

Fie :

$$H(\psi, x, u, t) = <f(x,u,t), \psi> ;$$

$$\frac{d\psi_i}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial x^i}; \; i = 1, \ldots, n ; \qquad (2)$$

$$M(\psi, x, t) = \sup \{ H(\psi, x, u, t) \mid u \in U \}. \qquad (3)$$

Atunci soluţia problemei este dată de :

a) Principiul maximului :

— în orice moment al intervalului de conducere trebuie să aibă loc relaţia :

$$M(\psi, x, t) = H(\psi, x, u, t) .$$

corespunzătoare traiectoriei optimale.

b) Condiţiile de transversalitate :

$$M(\psi, x, t) \geqslant \sum_{\alpha=1}^{n} \psi_\alpha(t_1) q^\alpha + \int_{t_1}^{t} \sum_{\alpha=1}^{n} \frac{\partial f^\alpha(x,u,t)}{\partial t} dt ;$$

$$q^\alpha = \left(\frac{dx_P^\alpha}{dt} \right)_{t=t_1},$$

t_1 fiind momentul de incidenţă.

Rezolvarea condiţiilor a şi b duce la o serie de impedimente calculatorii care nu întotdeauna pot fi depăşite.

Folosirea mărimilor de acţionare eşantionate

Făcînd apel la teoria sistemelor eşantionate trebuie avute în vedere două elemente esenţiale :

1) comanda eşantionată nu reprezintă eşantionarea naturală a unei funcţii analitice ;

2) informaţia este înmagazinată în comandă cu ajutorul unui proces de modulaţie în amplitudine, spre deosebire de strategia rezultată din principiul maximului care reclamă o comandă în care informaţia este înmagazinată cu ajutorul unui proces de modulaţie în durată.

Fie un obiect liniar a cărui funcţie de transfer este $Y_f(s)$ şi are proprietatea exprimată prin decompozabilitatea de mai jos :

$$\frac{Y_f(s)}{s} = \frac{A}{s^{k+1}} + \frac{B}{s} + \frac{M(s)}{N(s)}, \tag{4}$$

în care :

$\frac{M(s)}{N(s)}$ are polii $s_1 \ldots s_q$ stabili.

Se cere elaborarea unei strategii care să permită incidenţa dintre ieşirea $e(t)$ a obiectului şi funcţia $e_0(t) \doteq \frac{1}{s^{k+1}}$ în minimum de timp (compatibil cu restricţiile), iar din acel moment $e(t) = e_0(t)$.

Aşadar notînd cu t_1 momentul de incidenţă, rezultă că :

$t_1 \leqslant t \rightarrow \varepsilon(t) = 0$, ε fiind eroarea sistemului.

Deci :

$$Z_m^*(\varepsilon(t)) = a_0(m) + a_1(m) z^{-1} + \ldots + a_r(m) z^{-r};$$

$$\frac{t_1}{T} = r + 1, \tag{5}$$

unde :

Z_m^* este transformata z modificată [5] ;

T — perioada de eşantionare.

Relaţia (5) arată că transformata z modificată a erorii trebuie să fie un polinom. Este necesar să se folosească transformata z modificată pentru a avea controlul complet în intervalul de eşantionare, $m \in [0,1]$.

Folosind un element de fixare de tipul $\frac{1-e^{-ts}}{s}$, se obţine :

$$Y_f^*(z, m) = (1 - z^{-1}) Z_m\left(\frac{Y_f(s)}{s}\right), \tag{6}$$

iar :

$$Z_m\left(\frac{Y_f(s)}{s}\right) = A Z_m\left(\frac{1}{s^{k+1}}\right) + B Z_m\left(\frac{1}{s}\right) + Z_m\left(\frac{M(s)}{N(s)}\right). \tag{7}$$

Rezultă :

$$1)\ z Z_m\left(\frac{1}{s^{k+1}}\right) = \frac{P_k(z^{-1}, m)}{(1-z^{-1})^{k+1}}, \tag{8}$$

în care :

$$P_k(z^{-1}, m) = \frac{T^k}{k!}(m^k (1-z^{-1})^k + C_k^1 m^{k-1} z^{-1}(1 - z^{-1})^{k-1} + C_k^2 m^{k-2} z^{-1}(1-z^{-1})^{k-2} L_1(z^{-1}) + \ldots + C_k^{k-1} m z^{-1}(1-z^{-1}) L_{k-2}(z^{-1}) + C_k^k z^{-1} L_{k-1}(z^{-1})),$$

iar :

$$C_k^{k-i+1} L_{k-i}(1) = (k-i+1)!,\ L_i(z^{-1}) = z^{-i} + \ldots ;$$

$$2)\ z Z_m\left(\frac{1}{s}\right) = \frac{1}{1-z^{-1}}; \tag{9}$$

$$3) z Z_m\left(\frac{M(s)}{N(s)}\right) = \sum_{j=1}^{q} \frac{M(s_j)}{N'(s_j)} \frac{e^{m s_j T}}{1 - z^{-1} e^{s_j T}} = \sum_{j=1}^{q} \frac{B_j e^{m s_j T}}{1 - z^{-1} e^{s_j T}} =$$

$$= \frac{\left((-1)^{q-1} \sum_{j=1}^{q} B_j e^{m s_j T} \prod_{i \neq j} e^{s_i T}\right) z^{-(q-1)} + \ldots}{\left((-1)^q \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T}\right) z^{-q} + \ldots}, \tag{10}$$

unde s-au pus în evidenţă puterile cele mai mari ale lui z^{-1}.

În consecinţă :

$$z Y_f^*(z, m) = \frac{A P_k(z^{-1}, m)}{(1 - z^{-1})^k} + B + \frac{(1-z^{-1}) M(z^{-1}, m)}{N(z^{-1})} =$$

$$= \frac{A P_k(z^{-1}, m) N(z^{-1}) + B(1-z^{-1})^k N(z^{-1}) + M(z^-, m)(1-z^{-1})^{k+1}}{(1 - z^{-1})^k N(z^{-1})} \tag{11}$$

reprezintă transformata z modificată a obiectului condus împreună cu elementul de fixaj.

De asemenea :

$$I^*(z) = \frac{z^{-1} P_{k-1}(z^{-1})}{(1-z^{-1})^{k+1}},\ z I^*(z, m) = \frac{P_k(z^{-1}, m)}{(1 - z^{-1})^{k+1}} \tag{12}$$

reprezintă transformatele z simple şi z modificate ale intrării.

Datorită faptului că $N(z^{-1})$ nu are zerouri în afara cercului unitate din planul z se poate aplica o corecţie serie [6] (fig. 1) :

$$Y_s^*(z) = \frac{H(z^{-1})(1 - z^{-1})^k N(z^{-1})}{P_{k-1}(z^{-1})}, \tag{13}$$

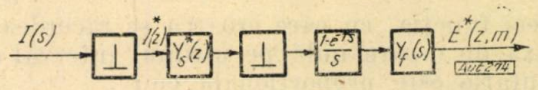


Fig. 1. Schema sistemului avînd o corecţie de tip serie.

compensarea lui z^{-1} nefăcîndu-se pentru a nu se obţine un element de anticipare pură, fizic nerealizabilă.

În final rezultă :

$$z\, Y_j^*(z,m) Y_s^*(z) I^*(z) = \frac{(A P_k(z^{-1},m) N(z^{-1}) + B(1-z^{-1})^k N(z^{-1}) + M(z^{-1},m)(1-z^{-1})^{k+1}) z^{-1} H(z^{-1})}{(1-z^{-1})^{k+1}}. \quad (14)$$

Transformata z modificată a erorii este de forma :

$$-z\,\varepsilon_m^*(z,m) = \frac{P_k(z^{-1},m)(A z^{-1} N(z^{-1}) H(z^{-1}) - 1) + B z^{-1}(1-z^{-1})^k N(z^{-1}) H(z^{-1})}{(1-z^{-1})^{k+1}} + z^{-1} M(z^{-1},m) H(z^{-1}). \quad (15)$$

Rezultă deci concluzia extrem de importantă că asigurarea unor condiţii de divizibilitate a polinomului :

$$\varphi(z^{-1}) = P_k(z^{-1},m)(A z^{-1} N(z^{-1}) H(z^{-1}) - 1) + B z^{-1}(1-z^{-1})^k N(z^{-1}) H(z^{-1})$$

prin $(1-z^{-1})^{k+1}$, cu polinom cît de grad minimal, rezolvă problema rapidităţii.

Deci :

$$\varphi(1) = 0, \quad 1 \leqslant i \leqslant k, \quad (16)$$

$$\left.\frac{d^i \varphi}{d(z^{-1})^i}\right|_{z^{-1}=1} = 0,$$

permiţînd calculul :

$$H(1), H'(1), \ldots H^{(k)}(1).$$

Aşadar :

$$H(z) = h_0 + \ldots + h_k (z^{-1})^k, \quad (17)$$

unde :

$$\begin{aligned} h_0 + \ldots + h_k &= H(1) \\ h_1 + \ldots + k\, h_k &= H'(1) \\ k!\, h_k &= H^{(k)}(1). \end{aligned} \quad (18)$$

Rezultă deci :

$$h_k = \frac{H^{(k)}(1)}{k!}$$

$$h_{k-1} = \frac{H^{(k-1)}(1) - k!\, h_k}{(k-1)!} \quad (19)$$

$$h_0 = H(1) - h_k - \ldots - h_1.$$

Dacă se doresc condiţii suplimentare privind caracteristicile răspunsului tranzitoriu, se poate lua polinomul H de un grad superior lui k.

Polinomul cît, adică $-z\,\varepsilon^*(z,m)$, este de forma :

$$-z\,\varepsilon^*(z,m) = h_k(-1)^{q-1}\left(\frac{A T^k}{k!}(m-1)^k \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} + B \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} + \sum_{i=1}^{q} B_j e^{m s_j T} \prod_{i \neq j} e^{s_i T}\right) z^{-(k+q)}. \quad (20)$$

Deci funcţia cu care eroarea se racordează la axa de eroare nulă pe ultimul interval de comutaţie este proporţională cu :

$$f(m) = \frac{A T^k}{k!}(m-1)^k \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} + B \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} + \sum_{j=1}^{q} B_j e^{m s_j T} \prod_{i \neq j} e^{s_i T}. \quad (21)$$

Rezultă la extremitatea intervalului :

$$f(1) = \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T}\left(B + \sum_{j=1}^{q} B_j\right);$$

$$f^{(\rho)}(1) = T^\rho \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} \sum_{j=1}^{q} s_j^\rho B_j \quad 1 \leqslant \rho < k;$$

$$f^{(k)}(1) = T^k \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T}\left(A + \sum_{j=1}^{q} s_j^\rho B_j\right);$$

$$f^{(\rho)}(1) = T^\rho \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} \sum_{i=1}^{q} s_j^\rho B_j \quad \rho > k. \quad (22)$$

În acelaşi timp, reacţia obiectului la o intrare în treaptă este :

$$\frac{Y_f(s)}{s} = \frac{A t^k}{k!} + B + \sum_{j=1}^{q} B_j e^{s_i T} = y(t) - \text{funcţia}$$

indicială

Se constată că :

$$f(1) = \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} y(0), \frac{f^{(\rho)}(1)}{T^\rho} = \prod_{i=1}^{q} e^{s_i T} y^{(\rho)}(0). \quad (23)$$

În concluzie, racordarea la axa absciselor în ultimul interval de comutaţie se face cu aceleaşi caracteristici analitice locale pe care le are răspunsul indicial $j(t)$ în origine (fig. 2).

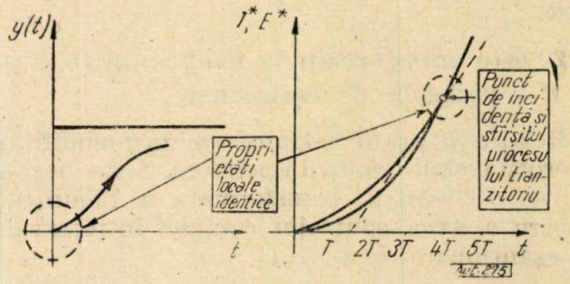


Fig. 2. Ilustrarea proprietăţilor locale ale proceselor tranzitorii.

Mărimea intervalului de comutaţie se determină în felul următor.

Considerînd $k \geqslant 1$, rezultă că :

$$z\, U^*(z, m) = u_0(m) + \ldots + u_{k+q}(m) z^{-(k+q)}, \quad (24)$$

de unde :

$$\max\{|u_0(m)|, \ldots, |u_{k+q}(m)|\}(T) = u_{max};$$
$$|u(t)| \leqslant u_{max}. \quad (25)$$

Rezolvînd ecuaţia (25) rezultă T,

Aşadar criteriul de alegere a lui T este dictat de strategia procesului şi nu de considerente clasice cum ar fi selectarea lui T pentru o reproducere fidelă a aspectului analitic al funcţiilor de timp.

Cazul unei funcţii de intrare în treaptă

Este suficient a considera :

$$Y_f(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \tag{26}$$

şi un element de fixare de formă $\frac{1 - e^{-sT}}{s}$.

Rezultă atunci imediat :

$$z\ Y_f^*(z, m) = A + \frac{(1 - z^{-1})\ R(z^{-1}, m)}{Q(z^{-1})} =$$

$$= \frac{A\ Q(z^{-1}) + (1 - z^{-1})\ R(z^{-1}, m)}{Q(z^{-1})}. \tag{27}$$

Considerînd de asemenea o corecţie serie :

$$Y_s^*(z) = Q(z^{-1})\ H(z^{-1}), \tag{28}$$

se obţine :

$$-z\ \varepsilon^*(z, m) = \frac{1}{1 - z^{-1}}((AQ(z^{-1}) + (1 -$$

$$- z^{-1})\ R(z^{-1}, m))\ H(z^{-1}) - 1). \tag{29}$$

Pentru satisfacerea condiţiilor de divizibilitate este necesar şi suficient ca :

$$A\ Q(1)\ H(1) - 1 = 0$$

sau :

$$H(1) = \frac{1}{A\ Q(1)} = \frac{Q(0)}{P(o)\ Q^*(1)}, \tag{30}$$

de unde :

$$H(z^{-1}) = h_0 + \ldots + h_r\ z^{-r}$$

cu :

$$h_0 + \ldots + h_r = \frac{Q(0)}{P(0)\ Q^*(1)}. \tag{31}$$

Perioada T de eşantionare se determină după aceleaşi reguli ca mai sus.

Gradul polinomului poate fi $r = 0$ sau $r > 0$, în funcţie de caracteristicile mărimii de ieşire.

Atît în cazul de faţă, cît şi în cazul general, echivalentul corecţiei în circuit închis se determină cu formula :

$$Y_c^*(z) = \frac{Y_s^*(z)}{1 - Y_s^*(z)\ Y_f^*(z)}, \tag{32}$$

operaţie posibilă numai în cazul cînd $Y_{f(s)}$ este stabil (fig. 3).

Cazul cînd $Y_f(s)$ are poli în semiplanul drept

În acest caz evident :

$$z\ Y_f^*(z, m) = \frac{P(z^{-1}, m)}{Q^+(z^{-1})\ Q^-(z^{-1})}, \tag{33}$$

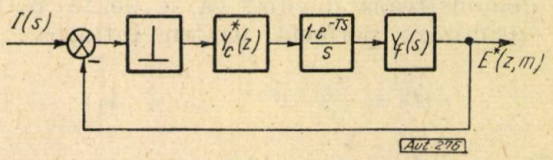


Fig. 3. Schema sistemului avînd corecţia echivalentă în circuit închis.

unde $Q^-(z^{-1})$ reprezintă polinomul care are exclusiv rădăcini în interiorul cercului unitate.

În acest caz corecţia serie este inaplicabilă [6] şi deci se va folosi o stabilizare în circuit închis.

Punînd :

$$Y_{c1}^*(z) = \frac{X(z^{-1})\ Q^+(z^{-1})}{Y(z^{-1})\ P^+(z^{-1})}, \tag{34}$$

rezultă funcţia de transfer corectată a obiectului :

$$z\ Y_{fc}^*(z, m) = \frac{1}{P^+(z^{-1})} \frac{X(z^{-1})\ P(z^{-1}, m)}{P^-(z^{-1})\ X(z^{-1}) + Q^-(z^{-1})\ Y(z^{-1})}. \tag{35}$$

Rezolvînd ecuaţia polinomială :

$$P^-(z^{-1})\ X(z^{-1}) + Q^-(z^{-1})\ Y(z^{-1}) = 1, \tag{36}$$

se obţine :

$$z\ Y_{fc}^*(z, m) = \frac{X(z^{-1})\ P(z^{-1}, m)}{P^+(z^{-1})}, \tag{37}$$

ceea ce reprezintă un obiect condus ce permite o corecţie serie analogă cu cea de mai

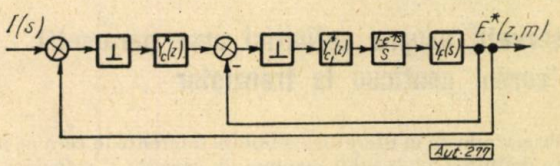


Fig. 4. Schema completă în cazul cînd $Y_f(s)$ este instabil.

sus. În final rezultă că procesul de reglare în circuit închis conţine două legături inverse : una de stabilizare, iar cealaltă de echivalare a corecţiei serie în circuit închis (fig. 4).

Concluzii

Folosirea sistemelor eşantionate permite obţinerea unor regimuri optimale din punct de vedere al duratei procesului tranzitoriu. Con-

siderînd un obiect cu funcţia de transfer $Y_f(s)$ a cărei decompozabilitate este de forma :

$$\frac{Y_f(s)}{s} = \frac{A_{k+1}}{s^{k+1}} + \frac{A_k}{s^k} + \ldots + \frac{A_1}{s} + \frac{M(s)}{N(s)}, \qquad (38)$$

se demonstrează imediat că se poate realiza o optimizare perfectă pentru intrarea :

$$i(t) = \frac{A_{k+1}}{k!} t^k + \ldots + A_1. \qquad (39)$$

În general pentru a obţine un proces optimal la o intrare $i(t)$ este necesar ca obiectul să admită o decompozabilitate de forma :

$$\frac{Y_f(s)}{s} = I(s) + \frac{M(s)}{N(s)},$$

cu

$$i(t) \doteq I(s).$$

În acest caz, după cum uşor se poate vedea, există posibilitatea de a găsi un polinom $H(z^{-1})$ care să permită o condiţie de divizibilitate, obţinîndu-se în final ca :

$$-z\,\varepsilon^*(z, m)$$

să fie un polinom.

De asemenea, dacă obiectul nu are un pol în origine, el poate fi condus optim pentru o intrare în treaptă, iar dacă posedă un pol în origine, poate fi condus optim pentru o intrare în rampă, cazurile menţionate fiind cele mai uzuale.

Comparînd două comenzi optimale, prima comandă obţinută cu ajutorul principiului maximului, iar a doua cu ajutorul metodei expuse, timpii de conducere fiind egali, se constată în general o depăşire a restricţiilor impuse. Alegînd perioada de eşantionare astfel ca amplitudinea maximă a comenzii să nu depăşească valoarea restricţiilor, rezultă un timp de conducere mai mare care reprezintă cea mai bună aproximare a strategiei optimale rezultată din principiul maximului.

Trebuie de asemenea menţionat că circuitele de corecţie folosesc exclusiv elemente numerice, exceptînd circuitele de fixare care sintetizează un calculator de conducere mult mai simplu decît în cazul folosirii principiului maximului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pontriaghin, L. S., Boltianski, V. G. Gamkrelidze, R. V. şi Mişcenco, E. F. *Matematiceaskaia teoria optimalnîh proţesov.* Moscova, Fizmatghiz, 1961.

[2] Feldbaum, A. A. *Osnovî teori optimalnîh avtomaticeskih sistem.* Moscova, Fizmatghiz, 1963.

[3] Antomonov, C. *Avtomaticescoe upravlenie s primeneniem vicislitelnih maşin.* Leningrad, Sudpromghiz 1962.

[4] Ionescu, V. şi Rosinger, E. *Asupra sintezei sistemelor automate optimale.* In : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1964.

[5] Jury, E. I. *Sampled – data control systems.* New York, John Wiley, 1960.

[6] Volghin, L. N. *Elementî teorii upravliaiuscih maşin* Moscova, Sovrad, 1962.

NOTĂ

Ing. S. CSERVENY şi ing. C. BULUCEA

Observaţii asupra definiţiei unor parametri de curent continuu la tranzistor

Observîndu-se în literatură anumite diferenţe în ceea ce priveşte definirea curentului rezidual de colector şi a factorului de amplificare în curent la tranzistoare, se va căuta să se stabilească în mod unitar definiţiile şi calculul acestor parametri.

Se va considera un tranzistor PNP cu joncţiuni plane. Idealizînd acest model de tranzistor, fluxurile de purtător de sarcină sînt unidimensionale. Curenţii de emitor şi de colector sînt afectaţi de aceeaşi secţiune transversală a tranzistorului.

Teoria tranzistorului la niveluri mici de injecţie [1], [2], [3], stabileşte următoarele expresii pentru curenţii continui de emitor i_E şi de colector i_C :

$$i_E = S\frac{e D_p p_n}{L_p}\left\{\left[\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - 1\right]\operatorname{cth}\frac{w}{L_p} - \left[\exp\left(\frac{eu_C}{kT}\right) - 1\right]\operatorname{cosech}\frac{w}{L_p}\right\} + S\frac{e D_n n_p}{L_n}\left[\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - 1\right]; \qquad (1)$$

$$-i_C = S\frac{e D_p p_n}{L_p}\left\{\left[\exp\left(\frac{eu_C}{kT}\right) - 1\right]\operatorname{cth}\frac{w}{L_p} - \left[\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - 1\right]\operatorname{cosech}\frac{w}{L_p}\right\} + S\frac{e D_n n'_p}{L_n}\left[\exp\left(\frac{eu_C}{kT}\right) - 1\right]; \qquad (2)$$

unde :

- S este secţiunea transversală a tranzistorului ;
- L_p — lungimea de difuzie a golurilor în bază ;
- L_n — lungimea de difuzie a electronilor în regiunile P ;
- w — grosimea efectivă a bazei ;
- D_p, D_n — constantele de difuzie ale golurilor, respectiv ale electronilor ;
- p_n — concentraţia golurilor în bază, la echilibru termic ;
- n_p, n'_p — concentraţia electronilor în emitor, respectiv colector, la echilibru termic ;
- e — sarcina electronului ;
- k — constanta lui Boltzman ;
- T — temperatura joncţiunii ;
- u_E — tensiunea aplicată între emitor şi bază ;
- u_C — tensiunea aplicată între colector şi bază.

Ţinînd seamă de faptul că tensiunea de colector u_C este negativă şi mult mai mare, în valoare absolută, decît kT/e şi că grosimea efectivă a bazei este mult mai mică decît lungimea

de difuzie a golurilor în bază, se pot face următoarele aproximaţii :

$$\exp\left(\frac{eu_C}{kT}\right) \approx 0 ; \tag{3}$$

$$\operatorname{cth}\frac{w}{L_p} = \frac{L_p}{w}\left[1 + \frac{1}{3}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \dots\right] \approx$$

$$\approx \frac{L_p}{w}\left[1 + \frac{1}{3}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2\right]; \tag{4}$$

$$\operatorname{cosech}\frac{w}{L_p} = \frac{L_p}{w}\left[1 - \frac{1}{6}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \dots\right] \approx$$

$$\approx \frac{L_p}{w}\left[1 - \frac{1}{6}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2\right], \tag{5}$$

cu care expresiile (1) şi (2) devin :

$$i_E = S\frac{eD_p p_n}{w}\left\{\left[\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - 1\right]\left[1 + \frac{1}{3}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{D_n}{D_p}\cdot\frac{n_p}{p_n}\cdot\frac{w}{L_n}\right] + 1 - \frac{1}{6}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2\right\}; \tag{6}$$

$$i_C = S\frac{eD_p p_n}{w}\left\{\left[\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - 1\right]\left[1 - \frac{1}{6}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2\right] + \right.$$

$$\left. + 1 + \frac{1}{3}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \frac{D_n}{D_p}\cdot\frac{n'_p}{p_n}\cdot\frac{w}{L_n}\right\}. \tag{7}$$

În aceste relaţii, curentul de emitor se consideră pozitiv dacă intră în emitor ; curentul de colector este pozitiv dacă iese din colector.

Pornind de la relaţiile (6) şi (7) se definesc următorii curenţi de colector particulari, în funcţie de anumite valori particulare ale curentului şi tensiunii de emitor.

1. *Curentul rezidual de colector*, I_{C_0}, este curentul de colector cu emitorul în gol :

$$I_{C0} = i_{C|i_E = 0}. \tag{8}$$

Acest curent depinde de distribuţia de goluri şi de electroni, care se stabileşte în bază atunci cînd se lasă emitorul în gol. Punînd în (6) $i_E = 0$, se găseşte valoarea particulară a tensiunii de emitor corespunzătoare anulării curentului de emitor :

$$\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - 1 \approx -\frac{1}{1 + \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \frac{D_n}{D_p}\cdot\frac{n_p}{p_n}\cdot\frac{w}{L_n}}. \tag{9}$$

Introducînd această valoare în (7) rezultă :

$$I_{C0} = S\frac{eD_p p_n}{w}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + S\frac{eD_n(n_p + n'_p)}{L_n}. \tag{10}$$

Trebuie observat că acest curent nu se poate interpreta în mod simplificat ca fiind curentul rezidual al joncţiunii colector-bază considerată separat ; tranzistorul fiind o structură PNP cu regiunea N subţire, regiunea P a emitorului influenţează colectorul chiar atunci cînd emitorul este în gol. Astfel, în expresia (10), pe lîngă curentul de electroni $SeD_n n'_p/L_n$, datorit electronilor generaţi termic în colector, prezent în aceeaşi formă ca la diodă, apare şi curentul de electroni $SeD_n n_p/L_n$ provenit din electronii generaţi termic în emitor, care difuzează spre contactul bazei.

În ceea ce priveşte curentul de goluri, acesta apare corectat cu raportul w/L_p faţă de valoarea $SeD_p p_n/L_p$ de la diodă ; interpretarea fizică este uşor de dat şi în acest caz, regiunea N în care se pot genera termic golurile fiind de w/L_p ori mai mică la tranzistor decît la diodă.

2. *Curentul de colector minim*, I_{CX} (valoarea minimă a lui i_C la un u_C negativ, dat), este curentul de colector corespunzător alimentării emitorului cu o tensiune negativă, mult mai mare în valoare absolută decît kT/e :

$$I_{CX} = i_{C|uE} \ll -\frac{kT}{e}. \tag{11}$$

Punînd în (7) $\exp(eu_E/kT) \approx 0$, rezultă :

$$I_{CX} = S\frac{eD_p p_n}{w}\cdot\frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + S\frac{eD_n n'_p}{L_n}. \tag{12}$$

În mod similar se defineşte şi curentul de emitor de saturaţie, rezultînd :

$$I_{EX} = S\frac{eD_p p_n}{w}\cdot\frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + S\frac{eD_n n_p}{L_n}. \tag{13}$$

Interpretarea fizică a deosebirilor rezultatelor (12) şi (13) faţă de (10) este următoarea : în cazul definirii curenţilor minimi joncţiunile tranzistorului sînt alimentate perfect simetric. Electronii generaţi termic în emitor produc componenta de electroni a curentului de saturaţie de emitor, iar cei generaţi în colector contribuie la curentul de colector. Golurile generate în bază se distribuie în proporţie egală între colector şi emitor, rezultînd coeficientul 1/2 din relaţiile (12) şi (13) [2].

3. *Curentul de colector cu emitorul în scurtcircuit*, I_{CS}, este curentul de colector corespunzător anulării tensiunii u_E :

$$I_{CS} = i_{C\,|\,uE\,=\,0}. \tag{14}$$

Se găseşte uşor :

$$I_{CS} = S\frac{eD_p p_n}{w} + S\frac{eD_n n'_p}{L_n}. \tag{15}$$

Între cei trei curenţi definiţi mai sus există relaţiile :

$$I_{CS} \gg I_{C0} > I_{CX}. \tag{16}$$

Valoarea mare a curentului I_{CS} în comparaţie cu I_{C0} şi I_{CX} este explicabilă datorită gradientului relativ mare al concentraţiei de goluri în bază : la joncţiunea emitorului $p(0) = p_n \exp(eu_E/kT) = p_n$ şi la joncţiunea colectorului $p(w) = p_n \exp(eu_C/kT) = 0$, astfel că $\mathrm{d}p/\mathrm{d}x\,|_{x=w} \approx -p_n/w$,

★

În ceea ce priveşte definiţiile factorului de amplificare în curent, α_0, se constată două moduri de a introduce această noţiune :

1) Se porneşte de la observaţia că relaţiile (6) şi (7) pun în evidenţă o legătură liniară între curentul de colector şi curentul de emitor. Într-adevăr, eliminînd tensiunea de emitor dintre aceste relaţii, se obţine :

$$i_C = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \frac{D_n}{D_p}\cdot\frac{n_p}{p_n}\cdot\frac{w}{L_n}} i_E +$$

$$+ \frac{eD_p p_n}{w}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \frac{eD_n(n_p + n'_p)}{L_n} = \alpha_0 i_E + I_{C0}, \tag{17}$$

în care constanta care înmulţeşte curentul de emitor se defineşte ca fiind factorul de amplificare în curent al tranzistorului :

$$\alpha_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \frac{D_n}{D_p}\cdot\frac{n_p}{p_n}\cdot\frac{w}{L_n}}, \tag{18}$$

iar termenul liber este curentul rezidual de colector I_{C0} dat de relaţia (10).

Definirea factorului de amplificare în curent cu relaţia (17) duce la acelaşi rezultat cu definiţia diferenţială [3]:

$$\alpha_0 = \frac{\partial i_C}{\partial i_E}. \tag{19}$$

2) Conform unui al doilea punct de vedere [1], [2], factorul de amplificare în curent se defineşte ca fiind produsul dintre eficienţa emitorului γ şi factorul de transport, β_t; vom nota această valoare cu α_0^*:

$$\alpha_0^* = \gamma \cdot \beta_t, \tag{20}$$

unde [1]:

$$\gamma = \frac{i_p(0)}{i_E} = \frac{1}{1 + \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{n_p}{p_n} \cdot \frac{w}{L_n} \cdot \frac{\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - 1}{\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - \exp\left(\frac{eu_C}{kT}\right)}} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{n_p}{p_n} \cdot \frac{w}{L_n} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{eu_E}{kT}\right)\right]}, \tag{21}$$

şi

$$\beta_t = \frac{i_p(w)}{i_p(0)} = 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 \frac{\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) + \exp\left(\frac{eu_C}{kT}\right) - 2}{\exp\left(\frac{eu_E}{kT}\right) - \exp\left(\frac{eu_C}{kT}\right)} =$$

$$= 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 \left[1 - 2\exp\left(-\frac{eu_E}{kT}\right)\right]. \tag{22}$$

În relaţiile (21) şi (22), $i_p(0)$ şi $i_p(w)$ sînt curenţii de goluri la joncţiunea emitorului, respectiv a colectorului. Este uşor de observat că definiţia (20) nu duce la acelaşi factor de amplificare în curent ca definiţia (17) sau (19). Într-adevăr, prin felul cum au fost definiţi γ şi β_t în relaţiile (21) şi (22), curentul de colector se scrie:

$$i_C = i_p(w) + i_n(w) = \alpha_0^* i_E + i_n(w), \tag{23}$$

unde $i_n(w) \neq I_{C_0}$.

Definiţiile (20), (21) şi (22) au dezavantajul că nici unul dintre factorii α_0^*, γ şi β_t nu sînt constanţi, aşa cum este α_0 din relaţia (17); la $i_E = 0$, $i_p(w) \neq 0$, deci factorul de curent α_0^* astfel definit acuză o creştere nemărginită la curenţi de emitor foarte mici.

La curenţi de colector mult mai mari decît curentul rezidual de colector I_{C_0} se poate considera $\alpha_0^* \approx \alpha_0$. Acest lucru rezultă şi din expresiile eficienţei emitorului şi a factorului de transport (21) şi (22), pentru $u_E \gg kT/e$:

$$\alpha_0^* = \gamma\beta_t = \frac{1}{1 + \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{n_p}{p_n} \cdot \frac{w}{L_n}} \cdot \left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2\right] \approx$$

$$\approx \frac{1}{1 + \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 + \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{n_p}{p_n} \cdot \frac{w}{L_n}} = \alpha_0 \cdot \tag{24}$$

Folosirea definiţiei (20) în teoria tranzistorului la niveluri mari de injecţie [5] este perfect justificată.

În concluzie, definirea factorului de amplificare în curent ca produsul dintre eficienţa emitorului şi factorul de transport se dovedeşte a fi avantajoasă numai pentru lucrul tranzistorului la niveluri de injecţie intermediare şi mari. Introducerea factorului de amplificare în curent cu relaţia unanim acceptată (17) este valabilă la orice nivel de injecţie şi duce la valoarea globală a acestui factor (incluzînd atît efectul curentului de electroni, cît şi al recombinării golurilor în bază). Valoarea (18) a factorului de curent α_0 este independentă de curentul de emitor în cadrul teoriei tranzistorului la niveluri mici de injecţie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1962.

[2] Shive, J. N. *The Properties, physics and design of semiconductor devices.* New York, van Norstrand, 1959.

[3] Fedotov, I. A. *Osnovî fiziki poluprovodnikovih priborov.* Moscova, Sovetskoe Radio, 1963.

[4] Hunter, L. P. *Handbook of semiconductor electronics.* New York, Mc Graw-Hill, 1960.

[5] Drăgănescu, M. *Matz theory of the transistor at high injections levels.* În: Journal of Electronics and Control, nr. 8, 1960, p. 459–462.

ACTUALITĂŢI

Actualitatea sistemelor de reglare electrohidraulice

În ultimii ani, sistemele de reglare hidraulice şi electrohidraulice au o întrebuinţare mai largă fiind introduse, în afară de domeniile în care sînt consacrate de mult (manipularea antenelor de radar, dirijarea tunurilor, pilotajul avioanelor rapide), şi în domenii noi, şi anume în metalurgie, maşini-unelte, mine, laboratoare de încercări. În literatura de specialitate această tendinţă se reflectă prin apariţia a numeroase articole referitoare la performanţele de ansamblu ale sistemelor de reglare cuprinzînd elemente componente pneumatice, cum şi la caracteristicile constructive ale acestor elemente hidraulice [1]. Din publicaţiile recente asupra acestei chestiuni se vor extrage în cele ce urmează comentariile la performanţele sistemelor de reglare în ansamblu în cazul cînd cuprind şi elemente hidraulice [2], [3].

Sistemele de reglare au fost considerate în general ca avînd o tendinţă spre instabilitate. Aceasta s-a datorit în primul rînd faptului că legile hidraulice sînt în general neliniare, ceea ce constituie o dificultate a aplicării, în studierea acestor sisteme, a metodelor amănunţit stabilite numai în cadrul teoriei liniare a sistemelor de reglare. În ultimii ani, progresele teoretice făcute în studiul sistemelor neliniare hidraulice au înlăturat acest gol. În al doilea rînd, caracterul capricios al sistemelor de reglare hidraulice, în special în ce priveşte condiţiile de stabilitate legate aleatoriu de fenomenele de frecare, au constituit o frînă în introducerea pe scară largă a acestor sisteme de reglare.

★

În general, sistemele de reglare hidraulice funcţionează cu o sursă cu presiune constantă, în care se variază debitul fluidului prin strangulare. Aceste sisteme sînt de neînlocuit atunci cînd este necesară o acţiune rapidă şi dezvoltarea unei puteri importante. În figura 1 se arată un sistem de acest fel în care se reglează o poziţie şi pentru care, dacă se presupune

fluidul incompresibil, relaţia dintre mărimea de intrare y şi mărirea de ieşire z este :

$$\frac{z}{y} = \frac{1}{\frac{A}{K_D}s + 1},$$

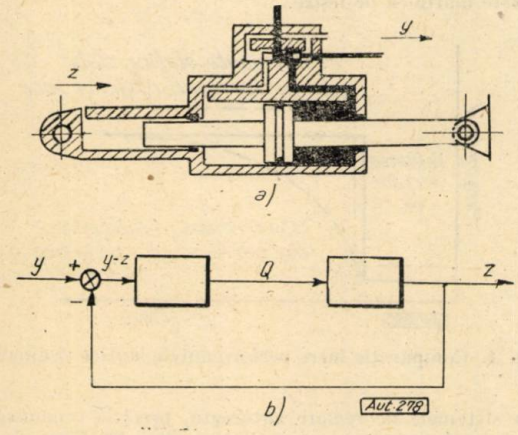


Fig. 1 a) Sistem de reglare hidraulic cu elemente mecanice. b) Schema — bloc.

y — mărimea de intrare; z — mărimea de ieşire: poziţia pistonului; Q — debitul volumetric.

în care A este suprafaţa utilă a pistonului 1, şi K_D este coeficientul de amplificare a dispozitivului, care poate fi considerat constant pentru deplasări mici. În felul acesta, sistemul de reglare ar fi întotdeauna stabil, oricît de mare ar fi K_D. Dacă se ţine seamă şi de compresibilitatea lichidului , la numitorul funcţiei de transfer apare un polinom de ordinul doi în s şi în acest caz, dacă frecările din sistem tind către zero, oricît de mic ar fi K_D, sistemul tinde spre instabilitate şi sînt necesare dispozitive speciale pentru a înlătura această instabilitate.

★

Un progres important s-a obţinut prin constituirea sistemelor de reglare electrohidraulice (fig. 2). În asemenea sisteme, întrebuinţînd o comandă de la distanţă cu energie redusă (cazul vehiculelor teleghidate), s-au obţinut răspunsuri tran-

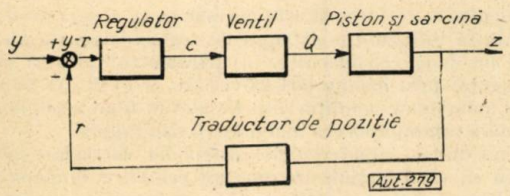


Fig. 2. Schema-bloc a unui sistem de reglare electrohidraulic.

zitorii de ordinul sutimilor de secundă. În asemenea sisteme, regulatorul este de tip proporţional şi elementul de execuţie, un ventil electrohidraulic, existînd posibilitatea introducerii unor reţele corectoare [4]. Problemele de stabilitate sînt rezolvate aici mai simplu decît în sistemele complet mecanice de tipul din figura 1. Dificultăţile realizării ansamblului din figura 2 provin în primul rînd de la executarea elementului de execuţie, a cărui tehnologie ridică probleme delicate, caracterizate prin următoarele date ale unui astfel de element realizat industrial : puterea maximă de intrare 0,1 W ; puterea nominală la ieşire 7,5 kW ; prag de neliniaritate, histerezis ~ 2% din domeniul total.

Din aceste cifre rezultă că coeficientul de amplificare în putere este 75 000 şi ţinînd seamă că cursa elementului de execuţie poate fi limitată la 0,5 mm, rezultă că precizia de prelucrare este de ordinul a 2 μm.

Dacă sistemul de reglare are ca parametru reglat o forţă, schema funcţională este aceeaşi ca în figura 2 cu un traductor de măsură pentru presiune sau forţă în loc de deplasare. Funcţia de transfer a sistemului este însă diferită avînd la numărător un polinom de gradul doi în s cu o pulsaţie critică mai joasă decît a numitorului. În acest caz, influenţa masei sarcinii este mai puţin supărătoare decît în cazul sistemelor care reglează o poziţie. Pe de altă parte, studiul teoretic al acestor sisteme trebuie făcut mai amănunţit decît al sistemelor din prima categorie, în special în ce priveşte perturbaţiile. Într-adevăr, trebuie să se ţină seamă de rezonanţele posibile de frecvenţă ridicată, în acest caz datorite unor fenomene fizice care erau filtrate în sistemele de poziţie datorită frecvenţei critice mai ridicate.

În concluzie, avantajele şi inconvenientele sistemelor hidraulice pot fi rezumate astfel [5], [6]: principalul avantaj constă în puterea foarte mare care poate fi dezvoltată, în acelaşi timp cu un răspuns foarte rapid ; inconvenientele sînt : preţ ridicat care provine din seria de fabricaţie redusă şi o oarecare fragilitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Composants hydrauliques des automatismes.* In : Automatisme, nr. 5, 1965.
[2] Guillon, M. *Les possibilités et les performances de l'asservissement hydraulique.* In : Automatisme, nr. 5, 1965.
[3] Morse, A. C. *Electrohydraulic servomechanism.* New York, Mc Graw-Hill, 1963.
[4] Himmler, C. R. *Quelques solutions à divers problèmes hydrauliques en liaison avec des circuits électroniques d'asservissement.* In : Automatisme, nr. 5, 1965.
[5] Necrasov, B. *Curs de hidraulică.*
[6] Dieter, W. *Les éléments des systèmes hydrauliques.* Paris, Dunod, 1965.

Automatizarea în agricultură

În acest domeniu se poate vorbi acum mai ales de tendinţele de viitor şi mai puţin de situaţia actuală, pentru că introducerea automatizării în agricultură este încă în stadiul de început. În cele ce urmează se va face un scurt tur de orizont, atît în ce priveşte situaţia actuală, cît şi perspectivele de viitor [1].

Automatizarea s-a introdus în fermele mari în operaţiile de hrănire a animalelor. Aceste instalaţii cuprind unităţi mari de înmagazinare, din care nutreţul poate fi transportat în utilaje intermediare în care se prepară raţiile alimentare prin diferite amestecuri. Din aceste depozite intermediare se asigură şi se supraveghează automat transportul la punctele de alimentare, de cele mai multe ori prin transportoare pneumatice. Atunci cînd instalaţia funcţionează continuu, este necesară o măsurare a raţiilor transportate cu o mai mare precizie [2].

Instalaţiile de condiţionare a aerului s-au introdus pe o scară mai largă în depozitele de fructe şi vegetale, în unele cazuri întrebuinţîndu-se şi analizoare de gaz pentru a se controla compoziţia atmosferei din compartimentele depozitelor. Pentru depozitele de cereale, măsurarea umidităţii materialului este esenţială şi numeroase instrumente pentru acest scop s-au realizat în ultimul timp, avînd o precizie de ±1% pe un domeniu de 8—28% conţinut de umiditate.

În instalaţiile de irigaţie se întrebuinţează un număr crescînd de aparate de măsură şi de telemecanică. În unele ţări aceste din urmă instalaţii au căpătat o mare extindere, controlul irigaţiilor făcîndu-se din puncte de conducere centrală pentru suprafeţe de sute de km². Instalaţii automate bazate pe măsurarea temperaturii se întrebuinţează şi pentru declanşarea stropirii pomilor fructiferi în cazuri de fenomene atmosferice speciale [3].

În ultimii ani s-au realizat sisteme de reglare automată pentru aşezarea la o anumită adîncime a conductelor de

drenare, realizate din material plastic perforat şi care sînt îngropate cu un utilaj special tras de un tractor. Menţinerea adîncimii corecte cu o precizie de ±13 mm nu se poate face prin comenzi manuale şi s-a realizat pentru aceasta un dispozitiv de reglare automată a adîncimii avînd ca referinţă un dispozitiv optic [4].

Pentru măsurarea proprietăţilor produselor agricole, în special pentru fructe şi zarzavaturi, se întrebuinţează metode optice [5]; pentru analiza laptelui, metode bazate pe absorbţia razelor infraroşii. De menţionat şi metodele electronice bazate pe raze X pentru separarea cartofilor de pietre sau bulgări de pămînt, metode care au dat rezultate încurajatoare [6].

În ce priveşte echipamentul întrebuinţat pe cîmp, opinia generală este că, în următoarele decade, sursa principală de putere va fi dată de tractorul de întrebuinţare generală. În stadiul actual al construcţiei cabinei, nu se asigură conducătorului condiţii de lucru satisfăcătoare; s-a propus să se studieze introducerea unei cabine care să protejeze pe conducător de zgomot, praf, fum, vibraţii. Se studiază de asemenea echipamente automate pentru a înlocui conducătorul în unele tipuri de operaţii. Cea mai răspîndită metodă, care s-a experimentat pe teren, este conducerea prin telemecanică cu emisie şi recepţie radio. Această metodă are numeroase limitări datorite complexităţi echipamentului şi costului ridicat [7]. Problema este cercetată foarte intens în Anglia care produce aproximativ 200 000 tractoare anual.

În general, dezvoltarea automatizărilor în agricultură este legată de cunoaşterea mai precisă a proprietăţilor produselor agricole şi ale solului. În unele ţări, ca S.U.A., s-au format comitete de studiu pentru a stimula introducerea automatizării în domeniul agricol.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cox, S. W.R. *Automation in Agriculture.* In: Control, mai 1965.

[2] Daum, D. R. şi Puckett, H. B. *Control System for automatic silo unloading.* In: Agricultural Engineering, nr. 1, 1964.

[3] Rogers, W. S. *Automatic frost control by water sprinkling.* In: Commercial Grower, 3227—1960.

[4] Matthews, I. şi Harries, G. O. *An automatic gradient control system for drain laying machines.* In: I.A.E.R., 9, 1964.

[5] Norris, H. K. *Measuring light transmittance properties of agricultural commodities.* In: Agricultural Engineering, nr. 10, 1958.

[6] Slight, D. L. *Potato separation using electronic discrimination.* In: I.A.E.R., 2, 1961.

[7] Gilmour, D. M. *An automatic control system for farm tractors.* In: I.A.E.R., 4, 1960.

Cauzele pentru care nu dau satisfacţie unele sisteme de reglare industriale

Această chestiune a făcut obiectul unei comunicări la Congresul consacrat industriei de rafinare a petrolului ţinut în Montreal [1]. Cauzele pentru care reglările industriale pot să nu dea satisfacţie au fost clasificate în şase grupe, şi anume:

1) alegerea iniţială a aparaturii nu a fost adecvată scopului;

2) aparatura nu este în condiţii corecte de funcţionare;

3) traductoarele de măsură nu asigură o măsurare corectă a parametrilor;

4) alegerea necorespunzătoare a parametrului reglat;

5) dificultatea de a obţine valoarea cerută pentru parametrul reglat;

6) regimul tranzitoriu prea lung.

Dintre acestea, primele două sînt de o importanţă mai redusă din punctul de vedere examinat. Problema traductoarelor de măsură este însă esenţială, şi anume atît din punct de vedere al performanţelor statice, cît şi al celor dinamice. O măsură este static precisă dacă în regim staţionar valoarea măsurată este apropiată de valoarea adevărată a parametrului reglat, dar această precizie nu este legată de timpul necesar ca să se ajungă la ea. Din punct de vedere dinamic, precizia este satisfăcătoare dacă schimbarea în valoarea parametrului este urmată de o schimbare imediată corespunzătoare în ce priveşte mărimea de ieşire.

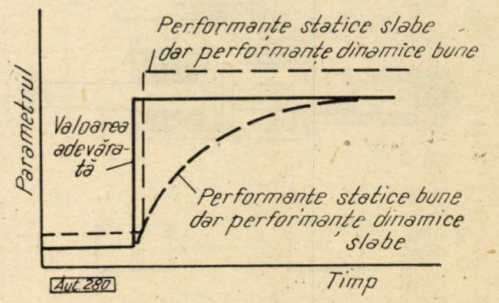


Fig. 1. Comparaţie între performanţele statice şi dinamice.

În sistemele de reglare automată, precizia dinamică este mai importantă decît aceea statică (fig. 1). Elementele de măsurare a temperaturii au deseori un răspuns dinamic (fig.2) care influenţează în mod nesatisfăcător performanţele sistemului de reglare în regim. Alegîndu-se un traductor cu răspuns dinamic rapid şi cu o ajustare corectă a parametrilor regulatorului, timpul tranzitoriu poate fi eventual redus la jumătate.

Alegerea corespunzătoare a parametrului reglat constituie un aspect important în stabilirea unui sistem de reglare satisfăcător. Într-un proces sînt prezenţi parametri care se

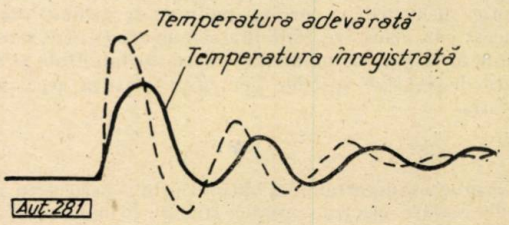


Fig. 2. Măsurările de temperatură cu traductoare industriale

influenţează reciproc şi este necesar să se aleagă unul asupra căruia să influenţeze sistemul de reglare. Această alegere se face pe două considerente: a) parametrul ales să poată fi influenţat prin manipulări exterioare, şi b) dintre parametrii care îndeplinesc condiţia *a* să fie ales în final acela la care se produce schimbarea cea mai mare şi mai rapidă.

Una dintre caracteristicile sistemelor de reglare constă în aceea că ele funcţionează într-un echilibru dinamic şi deci că elementul de execuţie trebuie să funcţioneze astfel încît să compenseze efectul diferitelor perturbaţii. O cauză uzuală a funcţionării nesatisfăcătoare a unui sistem de reglare provine din faptul că elementul de execuţie nu poate realiza o mărime de execuţie destul de mare sau destul de mică pentru a compensa perturbaţiile care apar. În cazul cînd elementul de execuţie este un ventil, funcţionarea corectă a sistemului de reglare este legată atît de domeniul normal de funcţionare, cît şi de căderea de presiune în ventil.

În sfîrşit s-a considerat ca o sursă de funcţionare nesatisfăcătoare durata prea lungă a regimului tranzitoriu. Funcţionarea sistemului este descrisă, în regimul tranzitoriu, de o curbă de felul aceleia din figura 3.

În această figură s-a notat perioada de oscilaţie a răspunsului tranzitoriu. În medie, răspunsul tranzitoriu durează aproximativ de 2 1/2 această perioadă. Pe de altă parte, această perioadă este în cele mai multe sisteme de reglare de 4—6 ori timpul mort al procesului, acest timp mort fiind determinat prin aproximarea caracteristicilor procesului

printr-un timp mort T_m şi o constantă de timp T. În felul acesta, răspunsul tranzitoriu al procesului va dura aproximativ de 12 1/2 timpul mort T_m. În unele cazuri, T_m poate depăşi 4 min şi deci regimul tranzitoriu va dura 50 min. Dacă

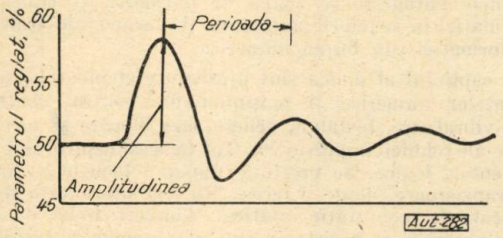


Fig. 3. Regimul tranzitoriu al unui sistem de reglare.

intervalul dintre perturbaţii este mai mic decît durata de regim tranzitoriu, atunci sistemul de reglare nu va avea posibilitatea să stabilizeze sistemul ca urmare a unei perturbaţii înainte ca o nouă perturbaţie să apară. Asemenea situaţii se pot întîlni în procesele chimice sau petrochimice.

BIBLIOGRAFIE

[1] I. R. Connell. *Six reasons why automatic process control systems „fail".* In: The Oil and Gas Journal, mai 1965.

Condiţionarea automată a aerului în automobile [1], [2]

În ultimul timp au fost realizate instalaţii pentru încălzirea, răcirea şi uscarea automată a aerului în automobile chiar dacă caracteristicile mediului exterior variază în limite foarte mari. De obicei instalaţiile de încălzire şi răcire de acest fel funcţionează în circuit deschis, fiind necesare dese ajustări manuale pe care trebuie să le facă conducătorul vehiculului, la pornire sau pe parcurs. Noile instalaţii automate funcţionează ca sisteme de reglare în circuit închis, în care mărimea temperaturii dorite este stabilită de către conducător. Cu acest sistem se menţine temperatura indicată într-un domeniu de cîteva grade în jurul mărimii dorite, pentru o largă variaţie a temperaturii exterioare. S-a stabilit, în urma experimentărilor făcute, că temperatura dorită se obţine mai repede decît cu reglarea manuală şi că uscarea continuă a aerului introdus pînă la umiditatea normală asigură confortul pasagerilor, chiar dacă în exterior este o umiditate ridicată.

Schema sistemului de reglare este arătată în figura 1. Toată cantitatea de aer care este introdusă în interiorul vehiculului trece printr-un evaporator, o parte din acest aer trece apoi printr-un încălzitor. Aerul este răcit la 2°C şi debitul de aer cald are temperatura 66°C. Proporţia dintre aceste două debite de aer este stabilită de un ventil, a cărui poziţie corespunde cu temperatura amestecului. Procesul are constante de timp mici, aşa încît temperatura dorită în interior se obţine foarte repede.

Instalaţia cuprinde trei elemente (termistoare) cu care se măsoară temperaturile care interesează, şi anume: temperatura în interiorul vehiculului *A*, temperatura aerului absorbit din exterior *C*, cum şi temperatura aerului condiţonat *B*.

Aceste termistoare dau semnale care se compară cu valoarea temperaturii dorite stabilită de conducătorul vehiculului cu ajutorul unui potenţiometru. Variaţiile de rezistenţă sînt transformate în variaţii de tensiune într-un amplificator al cărui coeficient de amplificare este de 150 mV/Ω. Restul elementelor importante împreună cu caracteristicile statice respective sînt arătate în figura 1. Elementul de execuţie stabileşte proporţia dintre aerul cald şi rece, şi, prin dispozitive care nu sînt figurate pe desen, determină şi viteza ventilatorului, procentul de aer recirculat şi distribuţia aerului în interior, aceste trei mărimi fiind reglate în circuit deschis.

Viteza maximă a ventilatorului corespunde temperaturii maxime şi minime a aerului insuflat pentru a asigura o modificare rapidă — încălzire sau răcire — a temperaturii interioare. Viteza minimă a ventilatorului corespunde unei temperaturi interioare de 21°C. Recircularea aerului este prevăzută pentru a se permite o răcire rapidă a aerului din interior, această recirculaţie fiind redusă pe măsură ce scade

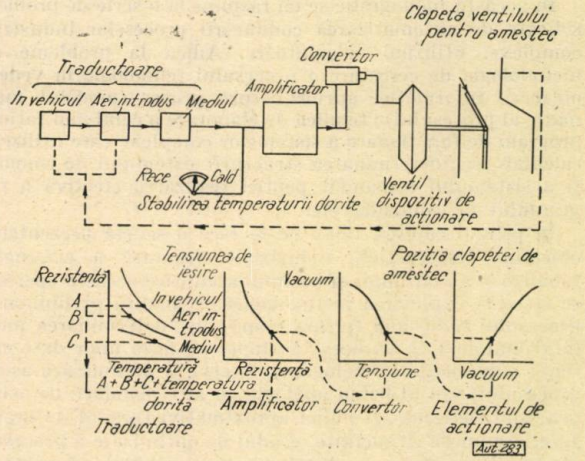


Fig. 1. Sistemul de reglare automat şi caracteristicile statice ale elementelor principale.

temperatura aerului insuflat. Distribuţia de aer în interior este dirijată cu ajutorul a diferite clapete, deschizîndu-se cele de sus sau cele de jos după cum se introduce aer rece sau cald.

Aparatura a fost supusă la încercări de durată echivalente cu o funcţionare de 40 de ani în condiţiile exploatării pe vehicul. S-au obţinut rezultate satisfăcătoare cu probele făcute la temperaturi între −34°C ... 85°C şi cu 100 000

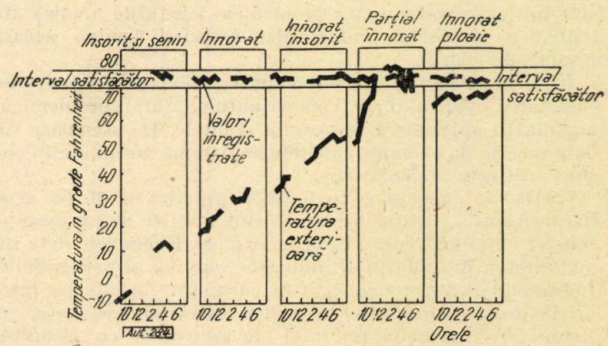


Fig. 2. Rezultatele experimentale obţinute într-o deplasare de cinci zile.

operaţii complete ale elementului de execuţie. Încercările în exploatare făcute timp de cinci zile au dat rezultatele indicate în figura 2. În timpul acestor încercări, temperatura ambiantă a variat de la −23°C ... 26,7°C şi s-au întîlnit condiţii de climă foarte diferite. Valoarea prevăzută pentru temperatura în interior a fost de 24°C şi sistemul de reglare automat a menţinut această temperatură între 23°C şi 25°C.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kolbe, W. H. şi Yott, E. W. *The comfort control automative heating and air conditionning system.* In: General Motor Engineering Journal, iulie-august 1964.

[2] Brown, B. B. şi Gaskill, G. M. *Design and development of automatic control components.* In: General Motor Engineering Journal, iulie—august 1964.

I. Papadache

RECENZII

V. T. Kulik. **Principiile algoritmizării şi construcţia maşinilor pentru comanda automată.** Kiev, Editura de stat pentru literatură tehnică a R.S.S. Ucrainene, 1963, 309 pag., 95 ref. bibl., 110 fig.

În această monografie se dă răspuns la o serie de probleme ridicate de automatizarea conducerii proceselor industriale complexe, utilizînd calculatoare. Adică la probleme ca: metodologia de cercetare a procesului tehnologic în vederea obţinerii informaţiei apriori despre proces (modelul matematic al procesului); tehnica de elaborare a celui mai raţional program de funcţionare a sistemelor complexe care utilizează calculatoare; determinarea structurii sistemului de comandă şi a sistemului comandat pentru realizarea efectivă a programului de comandă etc.

În primul capitol, după ce se face o scurtă prezentare a obiectului ciberneticii industriale (ramură a ciberneticii tehnice) şi a mărimilor şi noţiunilor cu care aceasta operează, se trece la expunerea metodologiei de analiză preliminară a procesului industrial (prima etapă în determinarea modelului matematic). În această etapă, pe baza unor date existente (experienţa tehnologilor, observaţii preliminare asupra procesului) sau utilizînd analogia cu alte instalaţii de acelaşi gen, sînt determinaţi indici aproximativi (gradul de organizare, gradul de ritmicitate, gradul de optimizare a procesului etc.) pe baza cărora se stabileşte oportunitatea automatizării procesului, eficienţa acesteia, alegerea maşinii de calcul etc.

În capitolele al doilea şi al treilea sînt expuse toate etapele de analiză şi calcul legate de determinarea modelului matematic al procesului: descrierea matematică a schemei structurale şi programului, analiza teoretică şi formularea modelului matematic în forma generală, analiza experimentală şi precizări ai parametrilor numerici. În acest capitol sînt prezentate metode şi dispozitive de automatizare a etapelor de determinare a modelului matematic al procesului (automatizarea determinării caracteristicilor statice şi dinamice, analiza şi modelarea operativă etc.). În capitolul al treilea sînt pe larg expuse toate problemele legate de analiza statistică a proceselor industriale, utilizînd pentru aceasta maşini de calcul.

În ultimul capitol (4) sînt expuse probleme privind autocorectarea modelului (sisteme cu autoînvăţare), probleme ale organizării optimale a procesului şi altele. De asemenea sînt date o serie de exemple concrete de sisteme automate în care sînt utilizate calculatoare.

Cartea se adresează inginerilor practicieni şi de aceea fiecare capitol, fiecare problemă sînt însoţite de un exemplu concret care ilustrează problema expusă. Exemplele date sînt majoritatea din domeniul industriei chimice şi petrochimice. Recomandările practice date în carte sînt bazate pe rezultatele practice obţinute în cadrul lucrărilor realizate, sub conducerea autorului, pe bază de contracte cu industria. Lucrarea constituie un îndrumar preţios pentru inginerii automatişti ce vin în contact cu probleme ale proiectării automatizării proceselor industriale, problemă de o deosebită actualitate în ţara noastră.

M. Tertişco

I. V. Butusov. **Dispozitive numerice pentru măsurare, control şi conducere automată.** Leningrad, Editura Nedra, 1964, 375 pag., 107 ref. bibl.

Utilizarea tehnicii numerice în măsurările, controlul şi conducerea proceselor tehnologice permite obţinerea unei precizii mărite, unor scheme sigure, obiectivitate în citirea rezultatelor, transmiterea informaţiei la distanţă şi prelucrarea ei cu ajutorul dispozitivelor electronice de calcul.

Lucrarea de faţă cuprinde într-o mare măsură atît dispozitivele numerice, cît şi cunoştinţele necesare pentru utilizarea lor în sistemele moderne de prelucrare a informaţiei.

Capitolul întîi, intitulat „Sisteme de numeraţie şi elemente ale teoriei informaţiei", cuprinde cunoştinţele de bază în domeniul sistemelor de numeraţie. Se tratează problema codului binar, trecerea de la codul binar în cel zecimal şi invers. Se prezintă codul în baza 4 şi 16, codurile speciale. Ultimele paragrafe se ocupă de obţinerea şi transmiterea informaţiei în sistemele automate, de formele de transmitere a informaţiei sub formă numerică.

În capitolul al doilea sînt prezentate elementele specifice aparatelor numerice şi maşinilor de control centralizat: multivibratoare, bistabili, generatoare blocate şi alte dispozitive ale tehnicii impulsurilor. Tot în acest capitol sînt tratate elementele logice. Se prezintă numai schemele ŞI-SAU-NU cu tranzistoare, diode şi ferite. Nu sînt prezentate sistemele unificate de comutaţie statică. Convertoarele de coduri, comutatoarele şi registrele sînt de asemenea cuprinse în acest capitol.

În capitolul al treilea, autorul tratează traductoarele şi convertoarele cu semnal unificat.

Capitolul al patrulea se ocupă de schemele de măsură a aparatelor de măsură numerice. După ce sînt prezentate principiile de funcţionare a schemelor de măsură numerice, este dată o clasificare a acestor scheme. Sînt descrise compensatoarele şi punţile schemelor de măsură. De asemenea sînt prezentate comparatoarele şi sursele de alimentare.

Capitolele al cincilea şi al şaselea tratează convertoarele analog-numerice şi numeric-analogice. În general, se păstrează clasificarea şi prezentarea dată în lucrările anterioare.

Capitolul al şaptelea este intitulat „Dispozitive de afişare numerică şi înregistratoare". Se prezintă diferite dispozitive de afişaj, dintre care: cele cu proiecţie, de tipul tabloului luminos etc. În încheiere, după prezentarea înregistratoarelor se tratează dispozitivele de memorie.

Capitolul al optulea, intitulat „Aparate automate de măsură numerice", cuprinde o serie de aparate, cavoltmetrele numerice, ohmmetrele numerice, numărătoarele, frecvenţmetrele şi fazometrele numerice.

Problematica maşinilor de control centralizat este cuprinsă în capitolul al nouălea. Sînt prezentate maşinile de control centralizat de fabricaţie sovietică: RUMB, MAR, MARS, ELRU—2, Zenit. De asemenea se prezintă maşinile firmei Panallit (Anglia).

Maşinile de conducere sînt tratate în capitolul al zecelea.

După ce se clasifică şi se explică principiul de funcţionare a acestor maşini, se descriu maşinile UMSN (U.R.S.S.), Panallit (Anglia), Libratrol—500. Toate prezentările sînt făcute la nivelul schemelor-bloc.

Capitolul 11 se ocupă de regulatoare numerice cu un canal şi cu mai multe canale.

Ultimul capitol al lucrării se ocupă de siguranţa dispozitivelor numerice. Lucrarea este scrisă clar şi permite formarea unei priviri complete asupra rolului şi metodelor numerice în măsurări, control şi conducere automată.

I. Sipoş

M. Pélegrin. **Maşini de calcul electronice. Aplicaţii în automatică** (Machines à calculer électroniques. Applications aux automatismes). Paris, Dunod, 1964, 560 p., 67 ref. bibl., ed. a 2-a.

Cartea cunoscutului autor francez M. Pélegrin este în mod special dedicată inginerilor automatişti şi electronişti. În această a 2-a ediţie, autorul aprofundează acele capitole ce interesează pe inginerul care doreşte să înveţe cum se utilizează un calculator electronic şi, îndeosebi, cum se introduc elementele calculatoarelor în automatizări.

Lucrarea este în ansamblu o sinteză reuşită a cunoştinţelor actuale în domeniul calculatoarelor digitale şi analogice, cu referire specială la acele aplicaţii care privesc direct automatica. Înainte de a expune mai detaliat cuprinsul cărţii, vom releva că, adresîndu-se în special celor ce vor să utilizeze mijloacele de calcul automat, lucrarea insistă mai mult asupra organizării logice a calculatoarelor; concepţia şi funcţionarea de detaliu a elementelor calculatoarelor sînt tratate numai în măsura în care acestea sînt susceptibile de a fi utilizate de inginerul automatist.

Capitolul 1, de introducere şi definiţii, prezintă interes dacă se ţine seamă că domeniul este nou şi în continuă prefacere.

Capitolele 2—5 tratează probleme legate de diferite tipuri de calculatoare analogice : mecanoelectrice, cu curent purtător, şi electronice. Dintre calculatoarele acestei clase, ultimele,adică calculatoarele analogice, sînt desigur descrise mai amănunţit, atît funcţional, cît şi ca organizare a calculului ; aspectul matematic şi limitările calculatorului analogic sînt de asemenea incluse. Numeroase exemple de probleme rezolvate ilustrează aceste capitole.

Capitolele 6—10 sînt exclusiv dedicate principiilor, modului de lucru şi teoriei calculatoarelor numerice. Capitolul 6 examinează în detaliu principiile calculatoarelor electronice : schema logică a unei maşini, transmiterea, ieşirea şi tratarea informaţiei numerice. În capitolul 7 se examinează reprezentarea mărimilor în vederea tratării lor numerice. Programarea formează obiectul capitolului 8. Acest capitol cuprinde şi unele detalii asupra programării simbolice (în limbaj simbolic universal, cum ar fi limbajul ALGOL, COBOL şi altele). Capitolul cel mai intins, capitolul 9, este dedicat circuitelor funcţionale fundamentale ale calculatorului numeric. El cuprinde între altele : circuitele de registru, contoare, memorare, cum şi circuitele logice elementare (complement, coincidenţă, incluziune).

Capitolul 10 încheie descrierea calculatorului digital, cu aşa-numitele organisme de calcul : adiatorul, multiplicatorul şi extractorul rădăcinii pătrate.

Un capitol tratat pe larg este capitolul 11 : performanţe şi exploatarea calculatoarelor. Întîi se arată care este rentabilitatea unui calculator, după care se dau detalii de principiu şi constructive asupra calculatoarelor numerice Bull Gamma 60, IBM 7094, SEA 3900, SETI PB 250 şi CAE RW 530.

În capitolul 12 sînt discutate probleme particulare datorite funcţionării în lanţ. Aici este tratată şi importanta problemă a rolului funcţiilor aleatoare în automatică. Am mai reţinut de asemenea ca importantă tratarea funcţionării calculatorului în lanţul automat, cum şi siguranţa acestuia în funcţionare.

Organismele de cuplare au fost examinate în capitolul 13.

Exemplele de calcul de sisteme sînt cuprinse în capitolul 14. Fără o detaliere exagerată sînt expuse aici, între altele, exemple de calculatoare legate cu un sistem, determinarea caracteristicilor maşinilor şi problema cu aspect economic pregnant a automatizării, cu ajutorul unui calculator numeric, a unei gări de triere a vagoanelor. Cu capitolul 15, care conţine automatele secvenţiale şi maşinile specializate (unele cu scopuri netehnice, cum sînt maşinile de tradus), se încheie lucrarea.

Tema tratată este vastă şi importanţa ei pentru tehnica actuală a fost îndeajuns subliniată. Un singur lucru trebuie însă scos în evidenţă : lucrarea lui M. Pélegrin va permite cititorului care are cunoştinţe de matematici superioare şi de electronică să se orienteze bine în domeniul utilizării calculatoarelor în automatică.

Cartea vizează însă ceva mai departe : ea are oarecum rolul de a atrage atenţia asupra problemelor de perspectivă din domeniul calculului automat. Credem prin urmare că lectura acestei cărţi va demonstra, în special cititorilor neiniţiaţi, importanţa calculatoarelor şi posibilităţilor acestora.

Cartea este scrisă la un nivel superior, dar accesibilă inginerilor automatişti şi electronişti. Ea se adresează în egală măsură cercetătorilor din aceste domenii şi cele înrudite, ca şi cadrelor didactice şi studenţilor din facultăţile în care se predau maşini de calcul, automatica şi electronica.

Fl. Stănciulescu

V. M. Gluşkov. **Introducere în cibernetică.** Editura Academiei de Ştiinţe Ucrainene, 1964, 324 pag., 83 ref. bibl.

Academicianul Gluşkov este cunoscut ca unul dintre cei mai de seamă cibernetic ieni sovietici, fiind directorul Institutului de cibernetică din Kiev. Lucrarea de faţă, care a apărut sub egida Academiei de Ştiinţe a R.S.S. Ucrainene, Consiliul ştiinţific de cibernetică, are drept scop să introducă pe cititor în noile direcţii ştiinţifice care constituie baza cibernetici în accepţia sa contemporană.

După V. M. Gluşkov, cibernetica se divide în două grupuri principale : teoria transformării informaţiei şi teoria şi principiile de construire a diferitelor transformatoare de informaţie.

Lucrarea de faţă se divide în şase capitole.

În primul capitol se face o introducere în teoria abstractă a algoritmilor. Se dau noţiuni asupra alfabetelor şi algoritmilor, a algoritmilor normali, a schemei algoritmice Kolmogorov-Uspenski, asupra algoritmizării unor probleme.

Capitolul 2 studiază funcţiile booleene şi calculul propoziţiilor.

Capitolul 3 se ocupă de teoria automatelor. Se dă noţiunea de automat abstract, se face analiza automatelor finite, sinteza lor, minimizarea unui automat abstract şi sinteza structurală a unui automat finit.

Capitolul 4 se ocupă de sistemele cu autoorganizare. Printre altele, se dă o clasificare logică a sistemelor şi a maşinilor cu probabilităţi condiţionate.

Acest capitol este cel mai important din lucrare, avînd mai mult de 90 de pagini.

Capitolul 5 se ocupă de calculatoarele digitale şi de programare. Se introduce noţiunea de automat universal programat, se arată care este structura calculatoarelor contemporane şi se dau noţiuni de programare, insistîndu-se asupra limbii ALGOL 60. Se dau chiar exemple de programare în această limbă.

Ultimul capitol se ocupă de calculul predicatelor şi de problema automatizării procesului de creaţie ştiinţifică. Acest capitol are trei paragrafe.

În primul se dau noţiunile de bază asupra calculului predicatelor. Al doilea paragraf este dedicat importantei teoreme a lui Gödel. Ultimul paragraf dă noţiuni asupra automatizării demonstrării şi asupra construirii teoriilor deductive.

Lucrarea este o foarte bună sinteză a cunoştinţelor din domeniul ciberneticii, care reflectă preocupările actuale ale autorului.

Lucrarea poate interesa pe toţi acei care urmăresc problemele ciberneticii, însă abordarea ei presupune o familiarizare cu spiritul abstract al matematicii contemporane.

Ed. Nicolau

* * * **Probleme de cibernetică nr 11.** Moscova, Editura Nauka, 1964, 280 pag.

Acest volum prezintă, în afara materialelor grupate în diverse cronici, necrologul ciberneticianului sovietic G. V. Savinov şi un studiu colectiv la care a participat şi acesta. Studiul tratează relaţiile dintre procesele de excitare şi inhibiţie neuronală, cu ajutorul modelării matematice. În principal, autorii pleacă de la lucrările lui I. P. Pavlov şi N. E. Vvedenski şi modelează comportarea neuronului cu ajutorul unei scheme cu reacţie, care cuprinde atît elemente neliniare, cît şi o reţea integratoare, dispuse pe bucla de reacţie.

În ceea ce priveşte celelalte materiale ale prezentului volum, ele sînt grupate în şapte rubrici.

În domeniul teoriei sistemelor de conducere, O. B. Lupanov se ocupă de dificultăţile de realizare a funcţiilor algebrei logicii cu schemele cu contacte şi relee. Este vorba în principal de tratarea asimptotică a schemelor cu mai multe tacturi.

Tot în acest domeniu, E. I. Neciporuk se ocupă de sinteza schemelor booleene cu elemente cu prag.

În domeniul teoriei informaţiei şi a codării, V. I. Levenştein se ocupă de unele proprietăţi ale codării, de automatele de decodare şi metodele de construire a acestora, ca şi de automatele de decodare cu autoacordare şi metodele de sinteză a lor.

Un studiu interesant se referă la stabilirea unui algoritm pentru alegerea simbolurilor cu frecvenţă mare în sistemele cu memorie limitată, problemă ce interesează atît în legătură cu traducerea automată, cît şi cu stabilirea diagnosticului.

Rubrica „Programare" cuprinde un singur studiu, privind transformarea schemelor logice de calcul.

În ceea ce priveşte procesele de conducere, în organismele vii, C. I. Poliakov se ocupă de problema reglării, a controlului

şi a conducerii, din punctul de vedere al neurofiziologului. Este vorba de interpretarea fiziologică a acestor termeni, de traducerea în termeni fiziologici a acestor noţiuni din teoria reglării automate.

Rubrica „Probleme ale lingvisticii matematice" cuprinde, printre altele, descrierea unui progam de traducere din engleză în rusă, ca şi un studiu statistic privind unele clase de forme gramaticale ale limbii ruse.

În aceeaşi rubrică, A. V. Gladkin se ocupă de formalizarea unor noţiuni ale legăturilor sintactice, iar L. N. Iordanskaia se ocupă de proprietăţile structurilor sintactice reale şi descrierea lor algoritmică.

Legea statistică a lui Zipf este abordată de V. M. Kalinin.

O rubrică cuprinde mai multe scurte comunicări şi volumul se încheie cu o cronică care cuprinde titlurile comunicărilor ţinute la Conferinţa unională de teoria codării şi aplicaţiile ei (Odesa, 28 mai — 1 iunie 1963) şi la Seminarul de cibernetică de la Universitatea de stat din Moscova (seminar care a avut loc în anul academic 1962—1963).

Ca şi celelalte volume ale seriei „Probleme de cibernetică", volumul al 11-lea se caracterizează prin variate studii tratate la nivel înalt şi care interesează pe ciberneticienii de diverse specialităţi.

Ed. Nicolau

A. Popa şi D. Petcu, **Sistemele unificate pneumatice AUS şi SRUP. Montare, reglare, utilizare.** Bucureşti, Editura Tehnică, 1964, 262 pag., 176 fig., 24 ref. bibl.

În automatizarea proceselor de producţie şi în special a celor din industria chimică şi petrochimică, dispozitivele de automatizare pneumatice ocupă o pondere importantă ca urmare a avantajelor pe care acestea le prezintă din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare.

În lucrarea recenzată se tratează o parte din dispozitivele de automatizare pneumatice unificate folosite în automatizarea multor procese din industria chimică, petrochimică şi, într-o măsură mai mică, în alte domenii industriale din ţara noastră.

Autorii, în lucrare, expun principiile constructive şi funcţionale ale aparaturii pneumatice AUS şi SRUP, cum şi noţiuni de montare şi reglare a acesteia.

Lucrarea apărută cuprinde 10 capitole.

În capitolul 1, intitulat „Aparatele sistemelor unificate AUS şi SRUP", se face o prezentare a aparatelor şi blocurilor sistemului AUS cu gabarit mic şi a sistemului de reglare unificat pneumatic SRUP realizat în ţara noastră. Tot în cadrul acestui capitol se dau indicaţii cu privire la montarea aparaturii sistemelor menţionate, cum şi noţiuni asupra verificării şi punerii la punct a blocurilor şi aparatelor sistemelor AUS şi SRUP.

În capitolul 2 sînt prezentate principalele tipuri de traductoare utilizate în special cu aparatele sistemului unificat AUS.

În capitolul 3, „Aparate secundare, integratoare şi înregistratoare", sînt descrise elementele destinate controlului permanent al mărimilor reglate, de referinţă şi de comandă, din componenţa sistemului AUS.

În capitolul 4, „Blocuri de reglare", după unele generalităţi şi definiţii sînt descrise regulatoarele construite în sistemul unificat AUS.

În capitolele 5—7 sînt prezentate elemente de prescriere, blocurile de calcul şi aparatele auxiliare ale sistemului unificat AUS.

Pentru toate elementele prezentate în capitolele precedente sînt date, pe lîngă descrierea funcţionării, noţiuni privind montajul şi verificarea fiecărui aparat, cum şi principalele caracteristici tehnice ale acestora.

În capitolul 8 al lucrării sînt tratate convertoarele electropneumatice şi pneumoelectrice ce se întrebuinţează în schemele de reglare automată mixtă.

Descrierea funcţionării sistemului unificat AUS cu diverse tipuri de regulatoare în schemele de reglare automată tip fac obiectul capitolului 9.

În capitolul 10, intitulat „Procese şi instalaţii de automatizare cu utilizarea aparatelor sistemului AUS", sînt date cîteva exemple de instalaţii industriale automatizate cu ajutorul unor scheme de reglare construite cu aparatele sistemului.

Lucrarea în ansamblu reuşeşte să dea o descriere amănunţită a elementelor ce formează sistemele AUS şi SRUP, cum şi modul de folosire a acestora în automatizarea unor procese de producţie, constituind un preţios îndrumător pentru personalul tehnic din secţiile ATM ale întreprinderilor industriale care folosesc asemenea sisteme.

S. Florea

DOCUMENTARE

Paz, I. M., **Un generator de impulsuri de înaltă tensiune.** (A high voltage pulse generator). In : Electronic Engineering 37, nr. 466, apr 1965, p. 252—255.

Generatoare de impulsuri de înaltă tensiune cu posibilitate de reglare continuă a duratei, frecvenţei şi amplitudinii sînt utilizate în laboratoarele care se ocupă de cercetări în domeniul materialelor semiconductoare şi fosforescente. Metoda de obţinere a impulsurilor prin amplificare pornind de la joasă tensiune nu este potrivită pentru alimentarea unei sarcini capacitive cu impulsuri avînd fronturi sub 1 μs. Generatoarele care debitează pe astfel de sarcini lucrează pe bază de comutaţie, folosind metoda denumită „circuit de încărcare serie, descărcare paralel". Comutarea este realizată cu tiratroane miniatură, restul aparatului fiind realizat cu tuburi. Impulsurile generate au o amplitudine variabilă în gama 500—1 000 V, controlată prin sursa de alimentare de înaltă tensiune variabilă, şi o durată reglabilă între 10 şi 110 μs. Frecvenţa de repetiţie poate fi variată între 0 şi 1 000 Hz. Viteza de creştere şi descreştere a fronturilor este mai mare decît 1 kV/μs. Sarcina maximă este de 100 pF.

Jacquin, M. **Telecomandă ciclică industrială cu mare siguranţă şi de mare viteză.** (Une télécommande cyclique industrielle à grande sécurité et à grande vitesse). In : L'Onde électrique 45, nr. 455, feb 1965, p. 151—160.

Se descrie o aparatură statică de telecomandă pentru 46 de obiecte. Ea permite transmiterea ordinelor de mişcare pe o cale de transmisie, din cabina mobilă a unui pod de descărcare a minereului spre sala maşinilor. Este caracterizată prin siguranţă, obţinută prin redondanţă, şi prin rapiditate şi este aplicabilă într-un mare număr de cazuri. Ca mijloc de transmisie se utilizează troleul care serveşte şi la alimentarea de forţă a cabinei. Analiza matematică a probabilităţilor de apariţie a unei comenzi intempestive şi de blocare a unei comenzi duce la concluzia că, pentru cazul prezentat, nu este necesară şi utilă o confirmare a ordinului transmis şi că este foarte eficace repetarea lui. Printr-un număr mic de repetări se poate atinge o probabilitate practic nulă de comandă intempestivă şi o posibilitate redusă de neexecutări. Pentru transmiterea comenzilor se foloseşte procedeul de multiplicare în timp. Durata unui ciclu complet de transmisie este de 128 ms. Banda de frecvenţe necesară transmisiei este 300—3 000 Hz. Aparatura a fost construită pentru condiţii de mediu foarte severe.

Pearlman, A. **Alegerea şi încercarea amplificatoarelor operaţionale cu semiconductoare.** (Selecting and testing solid-state operational amplifiers). In : Instruments and Control Systems 38, nr. 2, feb 1965, p . 121—125.

Se prezintă caracteristicile şi limitările principalelor tipuri de amplificatoare operaţionale cu scopul de a ajuta pe utilizator în alegerea celui mai potrivit nevoilor sale. Există trei categorii principale de amplificatoare operaţionale : amplificatoarele de curent continuu, amplificatoare cu modulare-demodulare şi amplificatoare cu modulare stabilizate. Amplificatoarele de curent continuu sînt simple, au cost, greutate şi dimensiuni reduse şi o siguranţă în funcţionare ridicată. Deriva la intrare poate fi redusă la 1—10 μV/°C. Amplificatoarele cu modulare au dimensiuni, greutate, complexitate şi cost mai mare, stabilitate de tensiune, lăţime de bandă şi siguranţă în funcţionare mai reduse. Pot prezenta o impedanţă de intrare foarte mare. Amplificatoarele cu modulare stabilizate reprezintă o combinaţie a celorlalte două tipuri. Se descriu metode de încercare a diferitelor tipuri de amplificatoare.

Nelson, E. E. şi Wolf, H. F. **Modelarea proprietăţilor neuronilor cu ajutorul unui sistem cu eşantioane.** In : I. E. E. Transactions on electronic computers, nr. 6, 1964.

Autorii arată pe scurt importanţa modelării proprietăţilor neuronilor. Pentru modelul propus, ei au luat în considerare următoarele proprietăţi : sumarea ponderată, liniară, a intrărilor ; întîrzierea, sumarea temporală ; fenomenul de prag ; revenirea refractară ; elaborarea semnalelor standard.

Deşi incomplet, acest set de proprietăţi este suficient pentru a descrie o mare parte din posibilităţile de prelucrare a informaţiilor ale neuronilor.

Se dă schema-bloc a modelului care conţine comutatoare pentru eşantionare pe fiecare intrare, dispozitive de ponderare, sumator, memorie analogică, integrator şi elemente neliniare.

Pentru determinarea valorilor diferitelor mărimi din model se scrie un set de şase ecuaţii care pot fi rezolvate cu un calculator numeric. Se dă şi organigrama de calcul destinată acestei rezolvări.

Autorii arată că unul dintre avantajele importante ale metodei îl constituie faptul că sînt luate în considerare mai multe caracteristici temporale ale comportării neuronului decît în metodele cunoscute pînă acum.

Narasimhan, R. şi Fornango, J. P. **Rezultate noi în domeniul prelucrării paralele a imaginilor cu ajutorul calculatoarelor.** În : I. E. E. Transactions on electronic computers, nr. 6, 1964.

Pornind de la observaţia că aproape oricine poate ridica o schiţă după o fotografie, autorii au căutat să determine care este informaţia determinantă care permite această transformare.

Ei au luat în considerare fotografii alb-negru pe care le-au descompus în puncte şi le-au „digitizat" fie în două niveluri (alb-negru), fie în mai multe niveluri (considerînd cîteva nuanţe de gri). Se punea problema determinării eşantioanelor suficiente pentru a construi schiţa.

Autorii au făcut ipoteza că schiţa se poate obţine dacă se respectă următoarele trei principii :

1. se păstrează domeniile mai negre decît un anumit nivel ;

2. se neglijează domeniile mai puţin negre decît un anumit nivel ;

3. se păstrează o parte din frontierele (în conformitate cu un anumit criteriu) care delimitează regiuni cu intensităţi diferite.

Schiţa se obţine punînd negru în toate punctele care satisfac condiţiile 1 şi 3 şi alb în toate celelalte puncte.

Metoda a fost aplicată la două fotografii, cu ajutorul unui calculator IBM 7094—1401 şi al limbajului PAX, destinat în special prelucrării paralele a datelor. S-a constatat că s-a obţinut o schiţă mai bună atunci cînd au fost luate în considerare mai multe nuanţe de negru.

Alexandrova, N. D. **Calculul parametrilor dinamici de acord ai regulatorului de temperatură a aburului cu semnal de viteză de depăşire.** In : Teploenergetika, nr. 4, 1965.

În articol se obţin formule empirice pentru calculul parametrilor de acord ai regulatorului, respectiv diferenţiatorului, folosiţi în bucla de reglare a temperaturii aburului cu semnal de depăşire (semnal derivativ de temperatură de la intrare în supraîncălzitor).

Formulele au fost stabilite în funcţie de parametrii dinamici ai obiectului τ şi T, rezultatele fiind verificate printr-un exemplu numeric, acestea confirmînd justeţea formulelor stabilite.

CRONICĂ

Expoziţia internaţională de electronică industrială INEL—65. Basel, 7—11 septembrie 1965

Între 7 şi 11 septembrie a.c. va avea loc la Basel în Elveţia cea de-a doua Expoziţie internaţională de electronică industrială INEL—65.

În cadrul acestei expoziţii şi-au anunţat participarea peste 600 de firme producătoare de aparatură electronică din 13 ţări, printre care S.U.A., Franţa, Anglia etc.

La expoziţie se va prezenta aparatură electronică modernă folosită în industrie şi cercetarea ştiinţifică, ca aparate electronice de măsură, dispozitive electronice industriale, instalaţii pentru curenţi slabi şi prelucrarea semnalelor, calculatoare pentru procese industriale etc.

Datorită caracterului pur tehnic al expoziţiei nu se vor prezenta aparate electronice destinate radiocomunicaţiilor, ca aparate de radio, televizoare etc.

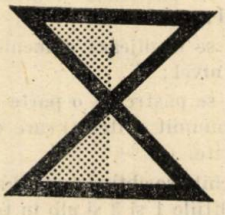
Oamenii de ştiinţă din domenii diferite care participă la importantele congrese internaţionale care vor avea loc în cele cinci zile cît este deschisă expoziţia la Basel vor avea ocazia să examineze caracterele competitive ale diferitelor exponate, cum şi progresele obţinute în acest domeniu important al tehnicii.

Informaţii suplimentare se pot obţine de la: Secretariat INEL—65 Clarastrasse 61, 4000 Basel 21, Elveţia.

Tîrgul de specialitate
şi
Congresul

de la
13 la 19 octombrie 1965

INTERKAMA DÜSSELDORF



aduc, în domeniul tehnicii măsurării şi automatizării, oferte internaţionale pentru toate industriile şi pentru cercetare, în special cu realizări electrice pneumatice şi hidraulice.

Adresa: Nordwestdeutsche Ausstellungs- und Messegesellschaft mbH — NOWEA —, 4 Düsseldorf 10, Messegelände, Tel.: 4 40 41
Telex: 08584853

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste Romînia — redactor responsabil. Conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; conf. ing. CĂLIN, candidat în ştiinţe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIŞAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 15.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M. cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual: tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei.
Tiparul: Intreprinderea Poligrafică „Informaţia", Str. Brezoianu nr. 23—25, Bucureşti, c. 3109.
Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965

40545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.14-523.8

БОКУ, М., ФАРКАШ, Г. и РОСМАН, М.:

Автоматическое управляющее устройство машины ДАКИКК-1

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 201–202

Дается подробное описание центральной части цифровой электронной вычислительной машины, сооруженной Клужским вычислительным институтом.

ДК 681.14-501.222 :621.318.2

АЗЗОЛА, Б. и ИУХАС, И.;

Цилиндрическое запоминающее устройство, разработанное Клужским вычислительным институтом

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 202–204

Вкратце описываются действие и характеристики цилиндрического запоминающего устройства для цифровой электронной вычислительной машины ДАКИКК-1.

ДК 681.14-501.222 ; 621.318.2

ФАРКАШ, Г.:

Запоминающее устройство с ферритовыми кольцами машины ДАКИКК-1.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 204–207

Рассматривается практическое осуществление запоминающего устройства с ферритовыми кольцами с совпадением тока, располагающего 1 024 ячейками и циклом работы 17 мксек.

ДК 681.142 ; 512.9

ДАМСКЕР, Д.:

Метод синтеза секвенциальных систем, программируемый на цифровых электронных счетно-вычислительных машинах.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 207–211

Приводится метод синтеза секвенциальных систем с большим количеством переменных величин. Применение метода связано с меньшим количеством операции по сравнению с методом вовлечений, одновременно допуская несложное программирование на цифровой счетновычислительной машине.

ДК 621.317.788.082.742

РАКОВЯНУ, Н., ДУМИТРЕСКУ, И. и ТЕРТИШКО, М.:

Цифровой динамометр для глубоконасосных скважин.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965 стр. 212–217

Описывается электронный динамометр, оснащенный двухпараметровыми частотными датчиками, осуществленный Институтом нефти, газа и геологии.

ДК 621.376.53

КОМАНЕСКУ, В.:

Дискриминаторы повышенной чувствительности.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 218–221

ДК 621-523.8

ВАЙНРИХ, Г., ЛАНДАУ, И. Д., МИХАЙЛЕСКУ, И., КОНСТАНТИНЕСКУ, М. и ГАВЭТ, СТ.:

Объединенная транзисторизорванная регулировочная системеа для скоростных динамических процессов— УНИДИН.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 221–228

ДК 621.375.2 ; 621.376.5

ПОЕНАРУ, Д. и ВЫЛКОВ, Н.:

Этаж и нагрузочный этаж в переходном режиме.

Automatica şi Electronica 9, сент–окт 1965 стр. 228–233

ДК 621-503.5.003

ИОНЕСКУ, В.:

К вопросу оптимизации в зависимости от быстроты автоматического управления.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 234–238

ЗАМЕТКА

ДК 621.382.3.024.001.11

ЧЕРВЕНИ, С. и БУЛУЧА, К.:

Замечания относительно определения ряда параметров постоянного тока на транзисторах.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, сент–окт 1965, стр. 238–240

НОВОСТИ 240–243 РЕЦЕНЗИИ 244–246
ДОКУМЕНТАЦИЯ 247 ХРОНИКА 248

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.14-523.8

BOCU, M., FARKAS, GH. UND ROSMAN, M.:

Automatische Steuerungsvorrichtung des Rechenautomaten DACICC—1.

Automatica şi Electronica 9, H.5, Sept-Okt 1965, S. 201–202

Der Aufsatz enthält eine kurze Beschreibung des Hauptteils des im Rechnungszentrum von Cluj gebauten elektronischen Ziffernrechners.

DK 681.14-501.222 ; 621.318.2

AZZOLA, B. UND JUHASZ, J.:

Im Rechnungszentrum von Cluj gebaute Speichertrommel.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept-Okt 1965, S. 202–204

Es werden kurz die Arbeitsweise und die Kennlinien der Speichertrommel des elektronischen Ziffernrechners DACICC--1 dargelegt.

DK 681.14-501.222 ; 621.318.2

FARKAS, GH.:

Ferritringspeicher des Rechenautomaten DACICC—1.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept-Okt 1965, S. 204–207

Der Verfasser beschreibt die praktische Bauweise eines Ferritringspeichertyps mit Stromkoinzidenz, der 1 024 Zellen und einen Funktionszyklus von 17 μs aufweist.

DK 681.142 ; 512.9

DAMSKER, D.:

Syntheseverfahren der Sequenzsysteme für die Programmierung der elektronischen Ziffernrechner.

Automatica şi Electronica 9, H.5, Sept-Okt 1965, S. 207–211

Der Verfasser beschreibt ein Syntheseverfahren der Sequenzsysteme mit einer grossen Zahl von Veränderlichen, ein Verfahren das eine geringerere Zahl von Operationen als das Implizierverfahren erfordert und das gleichzeitig eine einfache Programmierung des Ziffernrechners gestattet.

DK 621.317.788.082.742

RACOVEANU, N., DUMITRESCU, I. UND TERTIŞCO, M.:

Dynamometer mit Ziffernanschlag für Tiefpumpensonden.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept – Okt 1965, S. 212–217

Es wird ein elektronischer Dynagraph beschrieben, der mit biparametrischen Frequenzübertrager ausgerüstet ist und im Institut für Erdöl, Erdgas und Geologie entwickelt wurde.

DK 621.376.53

COMĂNESCU, V.:

Diskriminatoren mit erhöhter Empfindlichkeit.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept – Okt 1965, S. 218–221

DK 621-523.8

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., MIHĂILESCU, I., CONSTANTINESCU, M. UND GAVĂT, ST.:

Vereinheitlichstes transistorbestücktes Reglersystem für rasche dynamische Prozesse – UNIDIN.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept – Okt 1965, S. 221–228

DK 621.375.2 ; 621.376.5

POENARU, D. UND VÎLCOV, N.:

Kaskode und Leistungskaskode „bootstrap" in transitorischem Betrieb.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept – Okt 1965, S. 228–233

DK 621–503.5.003

IONESCU, VL.:

Erwägungen über die Optimalisierung der automatischen Steuerung im Verhältnis zur Schnelligkeit.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept – Okt 1965, S. 234–238

NOTIZ

DK 621.382.3.024.001.11

CSERVENY, S. UND BULUCEA, C.:

Bemerkungen zur Definition einiger Gleichstromparameter beim Transistor.

Automatica şi Electronica 9, H. 5, Sept – Okt. 1965, S. 238–240

NEUHEITEN 240–243 BUCHBESPRECHUNGEN 244–246
DOKUMENTATION 247 CHRONIK 248

SOMMAIRE

CD 681.14 – 523.8

BOCU, M., FARKAS, GH. ET ROSMAN, M. :

Le dispositif automatique de commande de la machine DACICC – 1.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept. -oct. 1965, p. 201 – 202

On présente une description succincte de la partie centrale du calculateur électronique numérique construit par l'Institut de calcul de Cluj.

CD 681.14-501.222 ; 621.318.2

AZZOLA, B. ET JUHASZ, J. :

Mémoire sur tambour construite par l'Institut de calcul de Cluj.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept. -oct. 1965, p. 202 – 204

On expose sommairement le fonctionnement et les caractéristiques de la mémoire sur tambour destinée au calculateur électronique DACICC – 1.

CD 681.14-501.222 ; 621.318.2

FARKAS, GH. :

Mémoire à anneaux en férrite de la machine DACICC – 1.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 204 – 207

On indique dans cet article la réalisation pratique d'une mémoire à anneaux en férrite du type à coïncidence de courant ayant 1 024 cellules et le cycle de fonctionnement de 17 μs

CD 681.142 ; 512.9

DAMSKER, D. :

Méthode de synthèse des systèmes à séquences programmée aux calculateurs électroniques numériques.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 207 – 211

On présente une méthode de synthèse des systèmes à séquences ayant un grand nombre de variables, méthode qui requiert moins d'opérations que la méthode des impliquants et qui permet en même temps une programmation plus simple à un calculateur numérique.

CD 621.317.788.082.742

RACOVEANU, N., DUMITRESCU, I. ET TERTIŞCO, M. :

Dynamomètre à affichage numérique destiné aux sondes de pompage en profondeur.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 212 – 217

On présente un dynagraphe électronique equipé de traducteurs de fréquence biparamétriques, réalisé par l'Institut de Pétrole, Gaz et Géologie.

CD 621.376.53

COMĂNESCU, V. :

Discriminateurs à sensibilité accrue.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 218 – 221

CD 621 – 523.8

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., MIHĂILESCU, I., CONSTANTINESCU, M. ET GAVĂT, ST. :

Le système de réglage unifié, transistorisé, pour les processus dynamiques rapides — UNIDIN.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 221 – 228

CD 621.375.2 ; 621.376.5

POENARU, D. ET VÎLCOV, N. :

La cascode et la cascode à charge „bootstrap" en régime transitoire.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 228 – 233

CD 621 – 503.5.003

IONESCU, VL. :

Considérations concernant l'optimisation en fonction de la rapidité du guidage automatique.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 234 – 238

NOTE

CD 621.382.3.024.001.11

CSERVENY, S. ET BULUCEA, C. :

Observations concernant la définition de certains paramètres de courant continu se rapportant au transistor.

Automatica şi Electronica 9, no. 5, sept.-oct. 1965, p. 238 – 240

ACTUALITÉS	240 – 243	**COMPTES RENDUS**	244 – 246
DOCUMENTATION	247	**CHRONIQUE**	248

CONTENTS

DC 681.14-523.8

BOCU, M., FARKAS, GH. AND ROSMAN, M. :

The automatic control device of the DACICC-1 machine.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 201 – 202

A brief description is given of the central part of the digital electronic computer built at the Cluj Computing Institute.

DC 681.14-501.222 ; 621.318.2

AZZOLA, B. AND JUHASZ, J. :

The drum memory built at the Cluj Computing Institute.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 202 – 204

The way of working and the characteristics of the drum memory of the digital electronic computer DACICC-1 are shortly presented.

DC 681.14-501.222 ; 621.318.2

FARKAS, GH. :

The ferrite ring memory of the DACICC-1 machine.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 204 – 207

The practical achievement of a ferrite ring memory of the current coincidence type having 1 024 cells and a 17 μs working cycle is described.

DC 681.142 ; 512.9

DAMSKER, D. :

A synthesis method of sequential systems programmable with digital electronic computers.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept. -oct. 1965, p. 207 – 211

The description is given of a synthesis method of sequential systems with a high number of variables, a method which requires less operations than the implicant method furthermore allowing a simple programming with a digital computer.

DC 621.317.788.082.742

RACOVEANU, N., DUMITRESCU, I. AND TERTIŞCO, M. :

A dynamometer with digital exhibition for deep pumping wells.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 212 – 217

An electronic dynagraph equipped with biparametric frequency transducers achieved at the Oil, Gas and Geology Institute is presented.

DC 621.376.53

COMĂNESCU, V. :

Discriminators with increased sensitiveness.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 218 – 221

DC 621-523.8

WEINRICH, G., LANDAU, I. D., MIHĂILESCU, I., CONSTANTINESCU, M. AND GAVĂT, ST. :

A unified transistorised regulating system for rapid dynamic processes — UNIDIN.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 221 – 228

DC 621.375.2 ; 621.376.5

POENARU, D. AND VÎLCOV, N. :

The cascode and the „bootstrap" charge cascode in the transitory regime.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 228 – 233

DC 621-503.5.003

IONESCU, VL. :

Some considerations concerning the optimizing as a function of rapidity for the automatic direction.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 234 – 238

NOTE

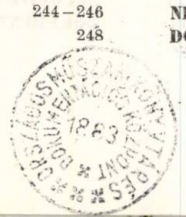
DC 621.382.3.024.001.11

CSERVENY, S. AND BULUCEA, C. :

Some observations concerning the definition of some continuous current parameters in transistors.

Automatica şi Electronica 9, nr. 5, sept.-oct. 1965, p. 238 – 240

NEWS	240 – 243	**REVIEWS**	244 – 246
DOCUMENTATION	247	**CHRONICLE**	248



Tiristoare alimentează motoarele laminoarelor

În Republica Federală Germană este în curs de construcție primul laminor acționat de motoare alimentate prin tiristoare.

Echipamentul electric pentru acest laminor reversibil la rece este livrat de AEG, prima întreprindere electrotehnică germană, care folosește tiristoare pentru alimentarea acționării principale a unui laminor.

Este vorba de următoarele acționări:
o acționare a cilindrilor laminorului 1 000 kW – suportînd șocuri de suprasarcină de 100%,
două acționări pentru vîrtelnițe reversibile de cîte
550 kW – suportînd șocuri de suprasarcină de 100%,
și diverse acționări între 30 și 75 kW.

Celulele reglabile de siliciu înlocuiesc redresoarele cu vapori de mercur folosite pînă în prezent în astfel de instalații.

Instalația va fi echipată cu dispozitive speciale pentru reglajul grosimii benzii și pentru oprirea mașinii în mod automat.

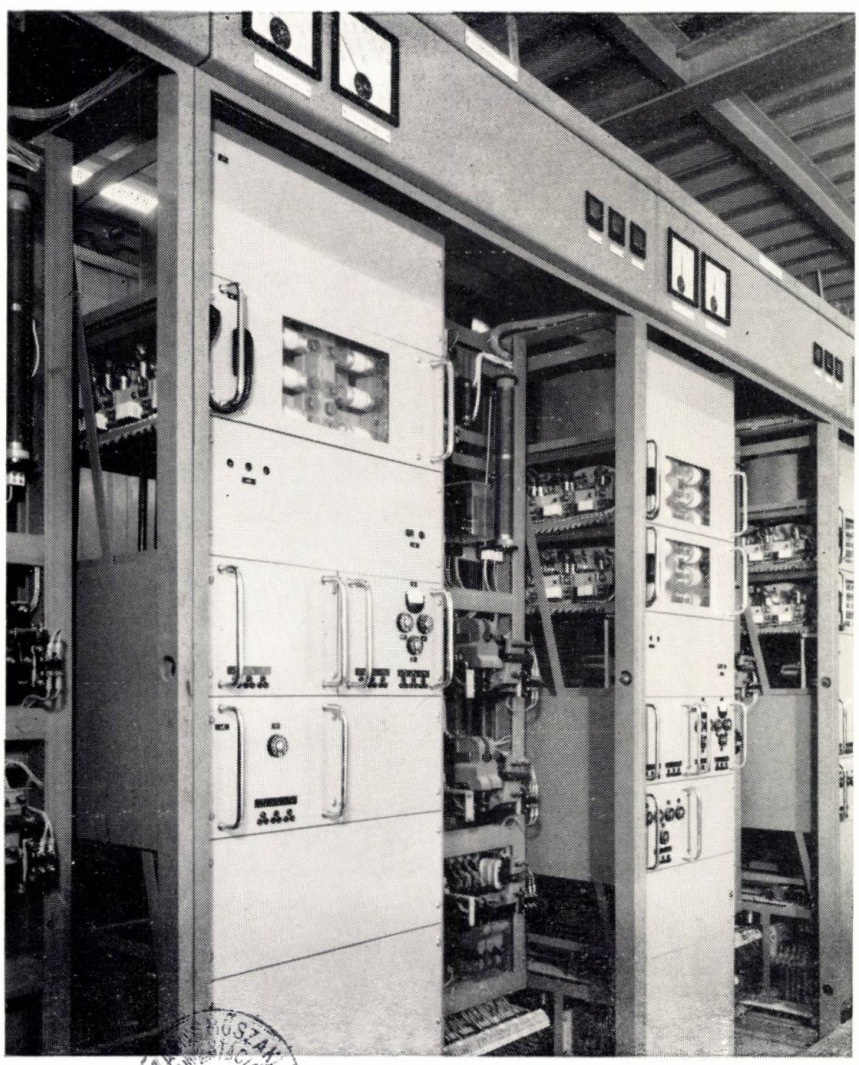
Inginerii de la AEG vă stau la dispoziție în rezolvarea de orice fel de probleme în domeniul electrotehnicii.

Vă rugăm să ne scrieți dacă doriți să folosiți experiența noastră.

AEG

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT

EXPORT-ABTEILUNG
Frankfurt (Main), Süd 10 BRD



Instalație de tiristoare în sertare cu plăci cu circuite imprimate pentru alimentarea motoarelor unei instalații de maleabilizare prin trecere.

SNO

ȘANTIERUL NAVAL OLTENIȚA

construiește:

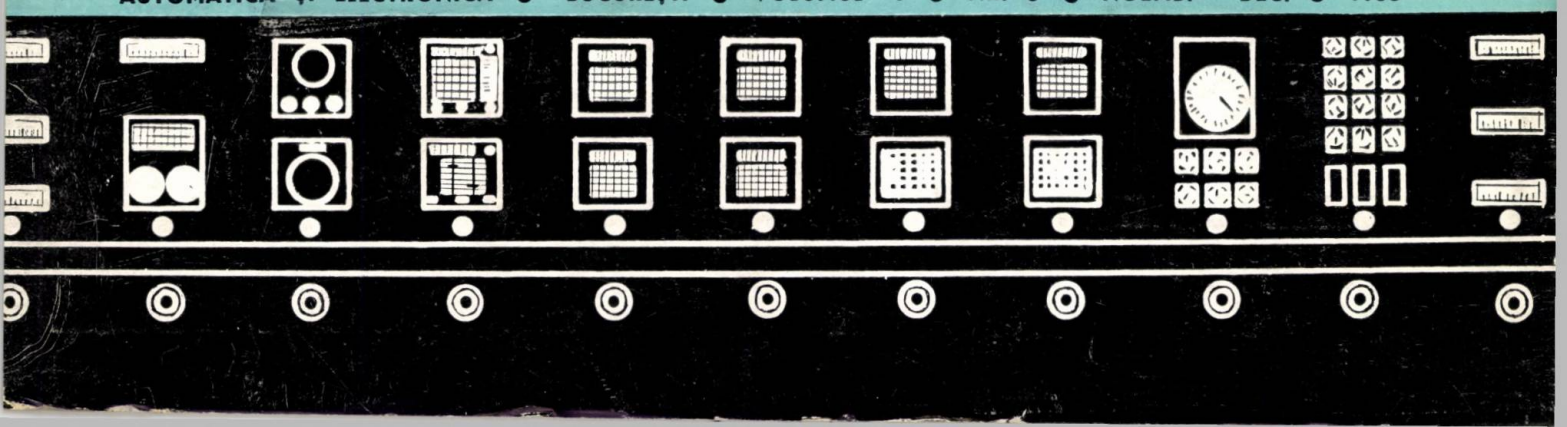
PASAGERE FLUVIALE
REMORCHERE 150-2200 C.P.
DRĂGI MARITIME
MOTONAVE 2000 t
ȘLEPURI 1000 t

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

6

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 9 • NR. 6 • NOEMB. — DEC. • 1965



MICM
ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

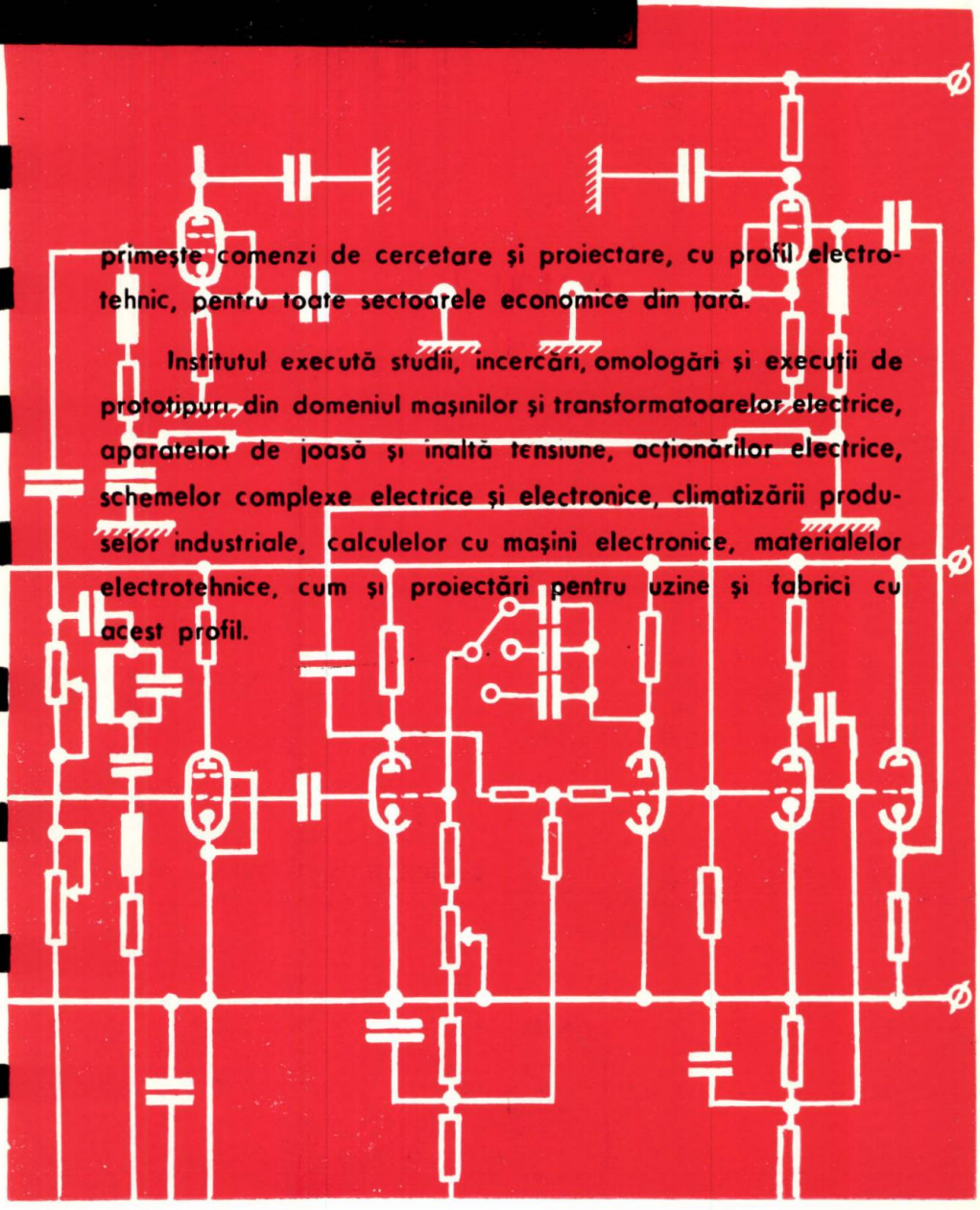
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 16.41.40—16.41.48

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi execuţii de prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

E 2551

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

Vol. 9 (1965), nr. 6 (noiembrie-decembrie), p. 249–300

CUPRINS

CZ 681.142–523.8 ; 621.311.1 ; 621.316.1

Dimo, P. :

Aplicațiile actuale ale calculatoarelor numerice în exploatarea și studiul sistemelor electroenergetice și perspectivele analizei nodale.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 249–252

Autorul prezintă analiza nodală, o metodă românească originală, adaptată utilizării calculatoarelor cifrice.

CZ 681.142–523.8 ; 621

Costake, N. :

Conducerea întreprinderilor moderne constructoare de mașini necesită calculatoare electronice.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 253–257

Calculatoarele s-au dovedit deosebit de eficiente în conducerea întreprinderilor. Se descriu metodele și posibilitățile acestei noi aplicații.

CZ 681.142–523.8 ; 621.771.232

Damsker, D. :

Conducerea prin calculator electronic a unei linii de fabricație a tablelor groase.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 257–261

Prin folosirea calculatoarelor se poate mări eficiența economică a liniilor de fabricație a tablelor groase. Se descrie o asemenea metodă concepută la noi.

CZ 681.142–523.8 ; 621.311.22/23

Badea, I. A. :

Calculatoare electronice în centrale termoelectrice.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 261–269

Se arată posibilitățile și eficiența introducerii calculatoarelor în conducerea centralelor termoelectrice de puteri mari.

CZ 681.142–523.8 ; 66

Oprean, V. :

Aspecte ale automatizării întrebuințînd calculatoare în industria chimică.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 269–276

CZ 681.142–523.8 ; 666.94.013.5

Dumitriu, Em. și *Dobre Cecilia* :

Calculatoarele electronice numerice în industria cimentului.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 276–281

CZ 621–503. 5 ; 66.048

Schächter, S., Costake, N., Ianculescu, G. și *Lazăr, I. S.* :

Experimentarea unui echipament de automatizare complexă la o coloană de distilare.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 281–285

CZ 681.142–523.8 ; 62

Grecescu Aurica și *Velniciuc, M.* :

Calculatoarele în industrie și efectele lor.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 286–289

CZ 621–503.55 ; 338.062.01 ; 656.1/7. ; 621.311.1

Niculescu, C., Kaszoni, F. și *Ionescu Lucia* :

Probleme ridicate de întocmirea unor programe experimentale cu aplicații în industria și economia Republicii Socialiste România.

Automatica și Electronica 9, nr. 6, nov–dec 1965, p. 290–295

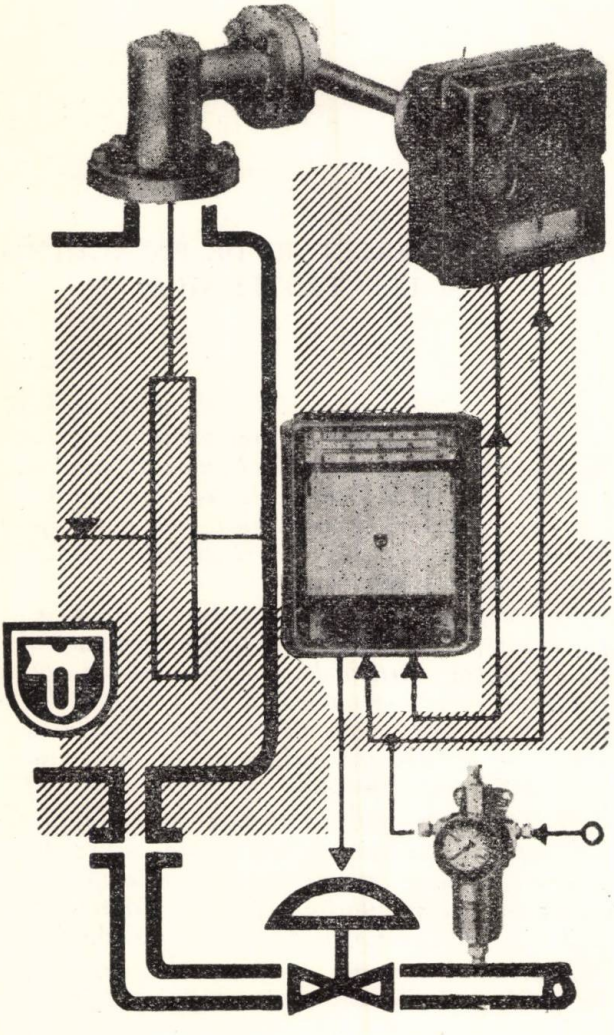
ACTUALITĂȚI 695–298
DOCUMENTARE 298
CRONICĂ 299
INDEX ALFABETIC

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil.
Conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 4208.
Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc nr. 560/727/1965

40545



Aparatele REGULA pentru reglarea automată a proceselor de finisare economisesc forţele de muncă şi garantează calitatea şi siguranţa în exploatare.

Export prin

KOVO PRAGA Cehoslovacia

REVISTA
„STUDII ŞI CERCETĂRI DE ENERGETICĂ ŞI ELECTROTEHNICĂ"

(apare de 6 ori pe an)

Revista se găseşte în al 16-lea an de apariţie şi cuprinde probleme de economie energetică, de electroenergetică, de electronică şi automatizări în energetică, ca şi de electrotehnică, de termoenergetică şi termotehnică, cum şi alte probleme care interesează pe specialiştii energeticieni şi electrotehnicieni.

În cadrul revistei sînt oglindite activitatea de cercetare şi experienţa energetică avansată din ţara noastră. Articolele, comunicările şi notele publicate privesc probleme şi informaţii în legătură cu tehnica avansată din întreaga lume şi constituie contribuţii originale la dezvoltarea energeticii contemporane.

O rubrică specială prezintă recenzii asupra celor mai bune cărţi apărute în literatura energetică mondială, ceea ce permite cititorilor să se informeze cu regularitate despre ultimele apariţii din bibliografia modernă de specialitate.

Rubrica „Din viaţa internaţională" informează pe specialiştii din domeniul energetic despre conferinţele şi congresele de specialitate şi despre activitatea organizaţiilor naţionale şi internaţionale de energetică.

Materialele apărute sînt utile tuturor celor ce activează în domeniul energetic, atît în sectorul de cercetare cît şi în producţie: cercetători, proiectanţi, cadre didactice din învăţămîntul superior, de la Facultăţile de energetică, electronică şi electrotehnică, de la Facultăţile de fizică din Universităţi şi Institute pedagogice, personalul de specialitate din Ministerele Energiei Electrice, Construcţiilor de Maşini şi celelalte departamente şi din unităţile subordonate, cadrele de specialişti de la toate unităţile hidro şi termoenergetice din ţară.

Abonamentele se primesc la oficiile poştale, agenţiile poştale, factorii poştali şi difuzorii de presă din întreprinderi şi instituţii.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. IX (pag. 249—300) Nr. 6, noiembrie-decembrie Bucureşti, 1965

Ing. P. DIMO

Membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România

Aplicaţiile actuale ale calculatoarelor numerice în exploatarea şi studiul sistemelor electroenergetice şi perspectivele analizei nodale

I. În stadiul actual al tehnicii, calculatorul numeric şi-a găsit locul de utilizare în studiul, construcţia şi exploatarea sistemelor electroenergetice şi se poate afirma că sîntem în plin proces de organizare a domeniului pe baze noi. Dezvoltarea acestei noi tehnici se face pe 3 direcţii fundamentale :

a) *Studiul sistemului propriu-zis* în determinarea exploatării optimale la un moment dat, apoi în intervalul unei zile, în intervale succesive de timp pînă la un an etc. În această grupă de utilizări intră toate problemele generale de studiu (în final, comanda operativă a sistemului : dispatching economic automat).

b) *Cercetări directe asupra echipamentului.* Această categorie aparţine unui domeniu mai larg al introducerii calculatorului electronic în determinarea soluţiilor optimale în construcţia diverselor echipamente şi nu are un anumit specific în cazul sistemelor electroenergetice.

c) *Cercetări în legătură cu planificarea optimală* a dezvoltării sistemelor electroenergetice.

Ne vom ocupa numai de problemele de sub punctele a şi c, care au un anumit specific legat de caracteristicile speciale ale sistemului electroenergetic şi în care îşi găseşte o aplicaţie bogată metoda românească a analizei nodale.

II. Studiul sistemului propriu-zis

La apariţia calculatorului numeric existau o serie de procedee şi metode de calcul cu tradiţie, pentru care s-au adaptat programe, de la început obţinîndu-se bineînţeles posibilităţi în plus de analiză şi de aplicare la sisteme mai vaste. Astfel, problemele de stabilitate statică şi dinamică, problemele de funcţionare a liniilor lungi etc., au fost toate reluate pe baza modelelor matematice încetăţenite. O singură problemă fundamentală, de o importanţă capitală în studiul sistemelor electroenergetice, nu avea un model matematic satisfăcător la apariţia calculatorului cifric, şi anume problema circulaţiei puterilor active şi reactive în ramurile reţelei sau, cu un termen mai general, problema determinării regimului. În adevăr, o dată cu apariţia calculatorului numeric a apărut şi continuă să apară o bogată literatură propunînd procedee şi modele matematice diverse pentru determinarea regimurilor [1]. Pînă la apariţia calculatorului numeric problema era rezolvată cu ajutorul modelelor analogice (mese de curent alternativ şi mese de curent continuu), care însă nu puteau atinge exactitatea calculului numeric, iar pe de altă parte necesitau un timp relativ lung de rezolvare a problemelor în cazul sistemelor foarte dezvoltate (însăşi introducerea datelor iniţiale pe model prezenta unele dificultăţi, necesita încercări succesive etc.).

III. Matricele caracteristice ce descriu reţelele electrice pentru calculatorul numeric specific sistemelor electroenergetice. Procedeele şi modelele matematice noi

Se poate afirma că studiul regimurilor cu ajutorul calculatoarelor numerice a dus la o adevărată revoluţie în modelele matematice utilizate. La ora actuală se pot considera următoarele concepte noi ca încetăţenite şi datorate exclusiv experienţei cîştigate în ultimii ani cu calculatoarele numerice [1].

1. Ecuaţiile fundamentale reţin ca variabile curenţii injectaţi în noduri (curenţii generatoarelor sau ai sarcinilor). Funcţie de aceşti curenţi [1] pot fi exprimaţi prin relaţii simple toţi curenţii ce circulă prin ramuri (unii autori numesc căile utilizînd curenţii injectaţi : metoda injecţiilor).

A doua serie de cantităţi variabile sînt tensiunile $[E]$ nodale sau de-a lungul ramurilor.

2. Ecuaţiile de legătură între curenţii injectaţi şi tensiuni sînt de două tipuri:

ecuaţii nodale utilizînd matricea $[Y]$:

$$[I] = [Y] \cdot [E]; \tag{1}$$

ecuaţii de tip ciclic utilizînd matricea $[Z]$:

$$[E] = [Z] \cdot [I]. \tag{2}$$

3. Matricea $[Y]$ este de fapt o simplă tabulare a admitanţelor şi poate fi scrisă direct de calculator după o numerotare prealabilă a nodurilor. Termenii nediagonali sînt chiar valorile admitanţelor de legătură între noduri. Matricea $[Z]$ este inversă matricei $[Y]$; operaţiile de inversare sînt de multe ori laborioase.

Se poate vorbi de o adevărată luptă între cele două matrice sau modele matematice corespunzătoare. Matricea $[Z]$ avea avantajul unei evoluţii şi tradiţii mai vechi în domeniul reţelelor, iar matricea [Y], a unei simplicităţi evidente cel puţin în scrierea ecuaţiilor iniţiale. La ora actuală, lupta nu e încă terminată, dar victoria [1], [2], [3] pare a fi de partea matricei $[Y]$, care cîştigă teren pe măsura perfecţionării calculatoarelor.

Să enumerăm pe scurt toate procedeele în discuţie azi (care se găsesc sistematizate în [1]).

a) *Procedee directe* — din care fac parte procedeul Gauss de eliminare a ecuaţiilor sau cel al triangulaţiei (Benett). Se procedează la o eliminare succesivă pînă la o singură ecuaţie care determină valoarea unei necunoscute, apoi, prin operaţii inverse, se determină succesiv toate necunoscutele.

b) *Metode bazate pe inversarea matricei* $[Y]$, adică pe modelul matematic din formula (2). Există un număr mare de procedee de inversare a matricei $[Y]$, a cărei primă scriere se face, după cum am spus, cu cea mai mare uşurinţă. Inversarea (care e o operaţie laborioasă în cazul sistemelor vaste) o dată făcută, se obţin uşor diverse regimuri pentru diverşi curenţi injectaţi $[I]$ din ecuaţiile (2). Pentru anumite puteri injectate se calculează curenţii injectaţi corespunzători $[I]$, presupunînd un nivel de tensiuni cunoscut, apoi se determină tensiunile reale rezultate. Puterile injectate ce rezultă au în general abateri permise faţă de cele presupuse la determinarea curenţilor $[I]$. Aceasta este calitatea principală a modelului matematic 2, cu care se pot calcula astfel direct şi simplu un număr mare de regimuri după o primă determinare a matrieci $[Z]$.

c) *Metode iterative* utilizînd direct modelul matematic 1, a cărui scriere directă se face simplu. Există la ora actuală un număr mare de procedee în legătură cu tehnica iteraţiei propriu-zise. S-a ajuns la unele concluzii certe, cum e de exemplu utilizarea unui factor de accelerare etc. Aceste metode au cîştigat mult teren în ultimul timp, datorită în special simplităţii operaţiilor iniţiale de scriere a matricei $[Y]$ şi progresului calculatoarelor ca memorie şi viteză sporită.

d) *Metode hibride* denumite aşa după natura matricei mixte utilizate, şi anume:

Ecuaţiile de tip (2) se scriu sub forma:

$$\begin{bmatrix} I_g \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{gg} & Y_{gn} \\ Y_{ng} & Y_{nn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_g \\ E_n \end{bmatrix}, \tag{3}$$

cu indicii g pentru nodurile generatoare şi indicii n pentru restul nodurilor. Apoi, prin o transformare simplă, ecuaţia (3) se poate scrie sub forma:

$$\begin{bmatrix} I_g \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{gg} - Y_{gn}\, Y_{nn}^{-1}\, Y_{ng} & Y_{gn}\, Y_{nn}^{-1} \\ -Y_{nn}^{-1}\, Y_{ng} & Y_{nn}^{-1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_g \\ I_n \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Astfel matricea ce leagă curenţii de tensiuni conţine admitanţe, impedanţe şi elemente fără dimensiuni (termeni nediagonali), de unde denumirea de hibridă. Părerea noastră este că această ultimă categorie de ecuaţii prezintă avantajul unei reprezentări apropiate de natura fizică a sistemului, pentru care de multe ori sînt date o parte din curenţi $[I_n]$ şi o parte din tensiuni $[E_g]$ sau sînt cunoscuţi de la început cu o aproximaţie permisă scopului urmărit.

Între modelele matematice arătate mai sus e greu azi să se facă o alegere definitivă.

Experienţa scurtă a acestor procedee nu a permis încă degajarea unei concluzii certe. S-au observat convenienţe pentru un procedeu sau altul în anumite probleme şi mai ales pentru anumite tipuri de reţele: mai vaste sau mai puţin vaste, puternic buclate sau cu bogate ramuri radiale etc.

IV. Probleme noi speciale rezolvate o dată cu apariţia calculatorului numeric

Cu toate că calculatorul numeric nu a fost încă introdus în comanda operativă a sistemelor electroenergetice (cu excepţia cîtorva instalaţii în S. U. A.), el este considerat azi drept cel mai puternic mijloc pentru rezolvarea problemelor complexe de optim economic; utilizat fie în studii generale de sisteme şi de funcţionare a lor, fie ca „consilier" operativ al dispecerilor, a dat rezultate remarcabile. Astfel, în problemele de repartiţie economică a sarcinilor între centrale, în care în unele sisteme energetice din S. U. A. e folosit în comanda operativă a sistemelor, calculatorul a dat soluţii simple şi elegante unor probleme ce nu erau în general formulate pînă la apariţia lui. Regimul optim corespunde egalităţii creşterilor relative ale costului producţiei la centralele reglante,

ţinînd seamă şi de pierderile în reţele. Procedeul curent încetăţenit în această problemă constă în determinarea unor seturi de coeficienţi constanţi B de către calculator, care sînt introduşi automat (setul respectiv) în o formulă simplă de pierderi ce conţine numai puterile centralelor :

$$\pi_{(\text{pierderi})} = \sum_m \sum_n B_{mn} P_m P_n + \sum_n B_n P_n + B_0. \quad (5)$$

Puterile centralelor în orice sistem energetic sînt măsurate cu o exactitate suficientă şi teletransmise. Cu ajutorul relaţiei (5) ce dă, cu o exactitate cu totul suficientă, mărimea pierderilor (dacă sînt calculate serii complete de seturi pentru coeficienţii B corespunzătoare regimurilor respective), calculatorul determină, cunoscînd creşterile relative ale centralelor, regimul optim şi poate comanda direct noile puteri rezultate ale centralelor reglante.

Dar calculatorul poate face mult mai mult, în special în cazul producţiei mixte de energie electrică (termică şi hidraulică).

Prin metode statistice de prevedere a regimurilor apelor se pot stabili optimuri economice în ceea ce priveşte utilizarea bazinelor centralelor hidraulice în decursul anumitor intervale de timp, al anului sau chiar al anilor în cazul bazinelor foarte importante. De fapt, soluţionarea acestor vaste şi complexe probleme este încă la început. Se pot cita lucrări interesante în care se utilizează programarea dinamică, maşini specializate, hibride etc., domeniul putînd să fie considerat la ora actuală în plină dinamică, atît ca evoluţie teoretică, cît şi ca realizări practice.

V. Planificarea optimală a dezvoltării sistemelor electroenergetice

Aceasta este în fine un ultim domeniu în care calculatorul cifric pare să-şi găsească o utilizare din cele mai interesante. Numeroasele soluţii şi alternative, multiplele posibilităţi de eşalonare în timp a lucrărilor, factorii numeroşi care trebuie consideraţi cu variaţia lor în timp etc., pot toate să fie încadrate în programe generale de calcul economic pentru selectarea variantelor. În acest vast şi complex domeniu se poate afirma că calculatorul poate azi mult mai mult decît îl putem noi utiliza. Acest fapt se datoreşte lipsei numeroaselor informaţii necesare şi imposibilităţii unor prevederi complete şi suficient de apropiate de realitatea probabilă. De aceea, în acest domeniu multe studii trebuie oprite la stadiul de studii parametrice. Aceste studii, fără a duce la o soluţie, arată însă dependenţa diverselor mărimi de variaţia unui anumit parametru. Studii de această natură ajută bineînţeles cercetătorul la selecţia ştiinţifică a soluţiei, care însă rămîne deocamdată destul de mult în domeniul artei.

VI. Ce aduce nou analiza nodală în actuala evoluţie. Asocierea conceptelor figurative

După acest scurt tur de orizont să încercăm să plasăm ansamblul de metode româneşti, numite azi curent analiza nodală, în noua evoluţie. Dar întîi o enumerare a caracteristicilor analizei nodale.

1. Analiza se face întotdeauna pe nod de reţea, de unde şi denumirea de analiză nodală.

2. Indiferent de complexitatea şi întinderea reţelei se sintetizează în mod invariant o aceeaşi reţea simplă şi elementară [3] (fig. 1, *b*), denumită de noi *REI* — care este radială (R), echivalentă (E) cu restul sistemului pentru nodul respectiv, şi independentă (I) de ce se petrece dincolo de frontierele sale (capetele ramurilor radiale).

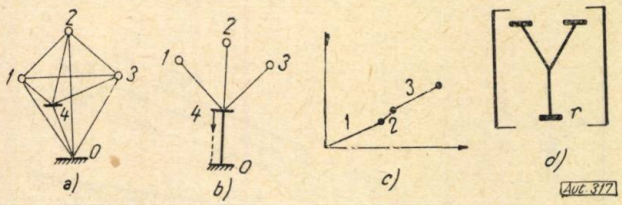


Fig. 1. Conceptele figurative ale analizei nodale :
a) echivalent *REI* al unui sistem în care s-au reţinut 3 noduri generatoare (*1*, *2*, *3*) şi un nod de sarcină *4*;
b) schema *REI* a nodului *4*, căreia i se aplică în nodurile *1*, *2*, *3* tensiunile generatorilor reţinuţi în schemă;
c) imaginea nodală a nodului *4*;
d) matricea redusă care conţine în termenii răi admitanţele necesare construcţiei echivalenţilor.

3. Schemele *REI* fac întotdeauna parte dintr-un echivalent *REI* de sistem, din care sînt de fapt extrase, şi pentru a cărui constituţie sînt reţinute numai o parte din noduri (reale sau fictive) şi întotdeauna bineînţeles nodul analizat [3], [4] (fig. 1, a).

4. Pentru schemele tip *REI* se poate constitui întotdeauna o imagine nodală (fig. 1, *c*, şi fig. 2) a nodului ei central, care reprezintă de fapt o diagramă a suprapunerii efectelor tensiunilor.

Imaginea nodală nu este de fapt decît o diagramă vectorială a curenţilor de scurtcircuit cu componentele lor pe surse, astfel cum sînt astăzi calculaţi în modul cel mai riguros, şi arată intuitiv şi simplu interdependenţa dintre mărimile reţinute în schemă, care sînt bineînţeles cele interesînd problema respectivă. Stările dinamice ale sistemului duc la o dinamizare a imaginii iniţiale (fig. 2, *b*).

5. Modelul matematic îl constituie ecuaţiile nodale de tipul 1. Transformarea acestor ecuaţii prin operaţii simple de eliminare a nodurilor sau introducere a lor (reale sau fictive) este operaţia fundamentală caracteristică analizei nodale. Chiar determinarea regimurilor (v. mai sus III) se poate face, după cum s-a arătat de curînd [5], prin metoda iteraţiei curenţilor de scurtcircuit, în care, după o primă operaţie de sintetizare a unui echivalent *REI* de sistem, se

determină regimul pe acest echivalent redus faţă de reţeaua reală. Se restabilesc apoi nodurile eliminate [5].

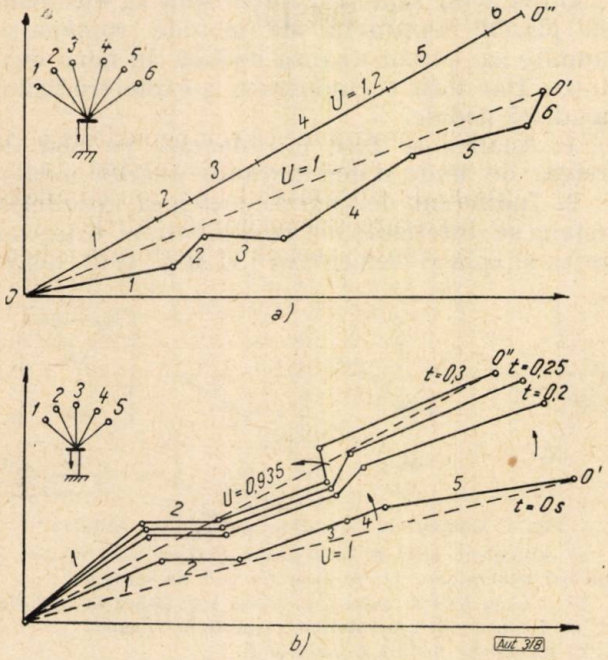


Fig. 2. Conceptele figurative ale analizei nodale, imaginile nodale : a) Imagine nodală pentru o schemă *REI* în care s-au reţinut 5 noduri generatoare. Imaginea dă numeroase informaţii. Pe figuri se arată ca exemplu regimul (O″) care ar duce la maximul tensiunii (1, 2) în nodul cercetat. Corespunde cazului în care vectorii *yE* ai generatorilor văzuţi din nodul cercetat ar fi aliniaţi. Se pot deduce diferenţele de unghi (şi deci de puteri) pentru fiecare generator, faţă de regimul iniţial (O′).

b) Imagine nodală pentru un regim dinamic. Se văd mişcările generatorilor (reprezentaţi de vectorii *yE*) la timpurile : 0 s, 0,2 s, 0,25 etc. Generatorul *4* e instabil, dar are o influenţă relativ redusă asupra nodului cercetat (variaţiile de tensiune cuprinse între $U = 1$ şi $U = 0{,}935$, chiar la o rotire cu circa 90° a rotorului generatorului 4).

Transformările ecuaţiilor nodale se reduc de fapt la transformări tipizate ale matricei $[Y]$ iniţiale din ecuaţia (1). În matricele rezultate după transformări se găseşte :

a) în fiecare rînd al matricei o tabulare a valorilor admitanţelor ramurilor schemei *REI* a nodului respectiv ;

b) întreaga matrice $[Y]$ rezultată după transformări reprezintă de fapt o tabulare a echivalentului *REI* al întregului sistem, din care se pot extrage schemele nodurilor ;

c) din rezolvarea ecuaţiilor (cu matricea finală transformată corespunzînd unui anumit regim) se găsesc valorile curenţilor yE, de natura unor curenţi de scurtcircuit, care sînt utilizate în desenarea imaginii nodale.

Astfel, orice cercetare, de orice natură ar fi ea (v. mai sus I—V), este atacată pe calea ecuaţiilor nodale, cu ajutorul cărora se stabileşte în paralel cu calculul analitic :

— o structură simplificată echivalentă alcătuită exclusiv din scheme radiale (fig. 1, *b*) ;

— un grafic tip reprezentativ al stărilor fizice respective (fig. 1, *c*).

Astfel, orice sistem fizic, oricît de complicat ar fi, este redus la o structură topologică tip, întotdeauna aceeaşi, şi un grafic reprezentativ al stărilor fizice, la rîndul lui întotdeauna de un tip identic.

După cum s-a arătat în numeroase lucrări, cercetarea pe această cale se poate face generalizată pentru orice problemă, fie ea de regim staţionar sau dinamic, de optimizare a structurilor, de cercetări ale pierderilor, de reglaj al diverselor mărimi etc., şi chiar în probleme de planificare a reţelelor. În acest din urmă caz, modele reduse, cum sînt echivalenţii *REI* de sistem (cu diverse noduri fictive, cum este cel al sarcinii unice), pot fi examinate cu posibilităţile lor de evoluţie în perspectivă, în locul sistemelor reale, a căror complexitate şi întindere nu permit cercetătorului o reprezentare unitară de caracterizare.

Trebuie notat că operaţiile cerute în plus calculatorului numeric pentru stabilirea topologiei standard a schemelor *REI* şi a valorilor componentelor curenţilor de scurtcircuit necesar imaginilor nodale nu sînt laborioase şi rezultă din operaţiile obişnuite asupra ecuaţiilor nodale, făcute bineînţeles păstrînd un anumit mers al calculului [3].

Se poate deci afirma că ceea ce aduce nou analiza nodală asociată calculatorului numeric este posibilitatea reintroducerii totale a conceptelor simple figurative în mod generalizat, concepte care se credeau pierdute o dată introdus calculatorul numeric în problemele complexe ale sistemelor vaste moderne.

Astfel, după o oarecare experienţă, operatorul sau cercetătorul îşi însuşeşte uşor caracteristicile obiectelor tipizate alcătuind conceptele figurative mereu aceleaşi (matrice, echivalenţi *REI*, imagini nodale) la care sînt reduse caracteristicile reale ale oricărui sistem electroenergetic real, indiferent de complicaţiile şi complexitatea lui. Cercetătorul este pus în faţa unui singur obiect fizic cunoscut avînd o natură deosebit de simplă : schema radială.

Nu trebuie să se uite că înţelegerea comportării structurilor complexe nu poate fi făcută decît prin asimilarea noţiunilor fundamentale cu ajutorul conceptelor figurative prin reprezentări simple (atomul lui Bohr, reprezentarea figurativă a structurilor chimice, schemele bloc utilizate în automatică etc.).

[1] Laughton, M. A., Humphrey Davies, M.W. *Numerical techniques in solution of power-system load-flow problems.* In : Proc. I.E.E., vol. **III**, nr. 9, sept 1964.

[2] Weiss, A. *Das Knotenpunktverfahren in Matrizenform zur Berechnung linearer Maschnetze und seine praktische Anwendung.* In : Arch. für Elektrotechnik, **47**, 1, 1962.

[3] Dimo, P. *Simplification of network problems through the introduction of a new concept.* CIGRÉ, sesiunea 1964, Paris, rap. 318.

[4] Dimo, P. *Total standardization of the study of networks by means of the „nodal analysis".* In : Rev. roum. scien. tech. Electr. Ener., nr. 4, 1964, p. 585—591.

[5] Dimo, P. *Solution of power-system load-flow problems by iteration of short-circuit curents.* Idem, nr. 3, 1965.

Ing. N. COSTAKE

Conducerea întreprinderilor moderne constructoare de maşini necesită calculatoare electronice

Specificul industriei constructoare de maşini din punctul de vedere al automatizării complexe este :

— Caracterul în general discontinuu al procesului de producţie.

— Viteza de desfăşurare a procesului este relativ redusă, compatibilă cu vitezele de reacţie a operatorilor umani. Rezultă că intervenţiile necesare pentru corectarea efectului perturbaţiilor nu trebuie să fie în general prea dese, astfel că, în principiu, nu este obligatorie prevederea unui echipament de automatizare complexă în timp real, în afara uzinelor la care fabricaţia ridică probleme foarte complexe.

— Procesul de producţie cuprinde un număr mare de circuite de prelucrare a informaţiilor locale (reprezentate prin operatori umani). Ca atare, există o tendinţă corectoare în sensul ca efectul perturbaţiilor să se reflecte relativ puţin la ieşirea sistemului.

— Procesul de producţie este împărţit în secvenţe bine definite, iar descrierea sa matematică poate fi efectuată de multe ori cu relativă uşurinţă. De aceea, aplicarea de metode matematice, ca programarea liniară, ca şi eliminarea prelucrărilor de informaţii cu caracter de rutină, reprezintă surse clare de efecte economice.

Volumul de informaţii care trebuie memorate, prelucrate, respectiv cunoscute zilnic, este considerabil (de ordinul zecilor de milioane de caractere), astfel încît conducerea fabricaţiei nu se poate realiza eficient cu operatori umani, fiind necesară utilizarea de echipamente electronice de prelucrare a informaţiilor.

Sistemele electronice de prelucrare a informaţiilor utilizate în prezent în industria constructoare de maşini se pot considera de trei tipuri principale :

1. Sistem tip „centru de calcul", la care informaţiile primare, înscrise manual în documente sau copii ale acestora, se transmit la calculatorul electronic ; aici ele sînt întîi transpuse pe un mediu comod pentru introducerea în calculator (bandă perforată sau cartele perforate) şi memorate în calculator (de obicei pe memorii externe cu bandă magnetică), rezultatele prelucrării fiind extrase pe un imprimator rapid.

2. Sistem tip „mecanizare integrală", la care informaţiile primare se transpun direct la locul generării lor pe un mediu intermediar (de exemplu bandă perforată), urmînd ca la calculator să se introducă direct informaţiile transpuse pe mediul intermediar respectiv. În acest caz se presupune că echipamentele periferice sînt de tip special, ca de exemplu :

a) maşini de tip contabil de birou cu anexă de perforare a benzilor de hîrtie ;
b) echipamente speciale de perforare a benzilor, la care datele variabile se introduc pe o claviatură numerică sau alfanumerică, iar cele constante, prin cartele perforate, pregătite dinainte în acest scop, de calculator.

3. Sisteme de prelucrare în timp real.

Obiectivele principale ale prelucrării automate a informaţiilor în industria constructoare de maşini sînt :

— determinarea planurilor de producţie, de aprovizionare, de încărcare a utilajelor ;

— lansarea în fabricaţie şi controlul avansului fabricaţiei ;

— controlul stocurilor de materiale ;

— operaţii economice (calcule de preţ de cost, salarii, emiteri de facturi, controlul facturilor) ;

— evaluarea performanţelor tehnico-economice ;

— calcule de proiectare şi tehnologie (în timpul disponibil).

Tabela 1

Rezultatele obţinute la uzina Honeywell din Freeport

Fabricaţia	microcontacte.
Producţia anuală	milioane buc./an.
Creştere de producţie anuală	circa 20 %.
Număr de salariaţi	circa 4 000.
Număr de repere	circa 15 000.
Număr de tipuri de produse	mii.

Evoluţia automatizării calculelor

Tipul echipamentului de prelucrare	Anul	Termene de livrare nerespectate, %	Valoarea producţiei — Total stoc	Varianta preţ cost planificat şi realizat, %	Valoare cheltuieli tehnico-administrative — Valoarea producţiei, %
Manual	1951	53,7	4,74	31,59	
	1952	41,1	3,78	25,58	3,7
Mecanografic simplu	1953	33,7	3,88	14,19	3,46
	1954	12,9	3,56	35,9	3,78
	1955	13	5,03	−3,04	3,54
	1956	10,8	4,23	18,2	3,77
Mecanografic cu calculator	1957	8,1	3,83	16,15	4,28
	1958	5,5	4,3	0,68	4,09
	1959	10,2	5,25	9,77	3,36
	1960	4,8	4,23	−4,01	3,18
	1961	5	4,83	1,8	3,03
Calculator H 800	1962	4	4,99	1,4	3,46
	1963	3,2	5,43	1	3,12

Timp de recuperare a calculatorului H 800 calculat ... circa 1,5 luni.

Tabela 2

Centrul de calcul al uzinei Olivetti (San Bernardo d'Ivrea)

Fabricaţie: maşini de scris, maşini de calculat de birou, teleimprimatoare, registratoare de producţie, convertoare pentru introducerea şi extragerea informaţiilor din calculatoare numerice; maşini-unelte, echipamente pentru reproducerea la distanţă a benzilor perforate (circa 2 200 tipodimensiuni).

Număr de salariaţi: circa 13 000.

Număr de repere: circa 15 000.

Număr de planuri de operaţii: circa 60 000.

Dotare centru de calcul

— 2 calculatoare ELEA 9003 (cîte 20 memorii externe);
— 1 calculator ELEA 6001 (cîte 8 memorii externe).

Operaţii efectuate

— control avans fabricaţie;
— lansarea;
— planificarea zilnică (în caz de necesitate), lunară şi trimestrială;
— control de stocuri;
— emitere de facturi şi controlul încasărilor;
— statistica vînzării;
— control prezenţa salariaţilor;
— cheltuieli de fabricaţie de secţie;
— contabilitate generală.

Programul de lucru zilnic

— ora 22: strîngerea benzilor perforate de la registratoarele de producţie, respectiv maşinile de birou; ora 8: predarea rezultatelor tuturor secţiilor interesate; schimbul 1: calcule cu caracter economic general; schimbul 2: programe noi şi verificări; schimbul 3: controlul producţiei.

Efecte obţinute

— reducere nerespectărilor de termene de livrare: circa 70%;
— reducerea pontatori: 80 în loc de 250;
— la producţie egală, reducerea de manoperă cu circa 30% şi de stocuri intermediare cu circa 50%;
— dispariţie stocuri produse finite;
— timpul de proiectare (pînă la începerea instalării): circa 2 ani.

Tabela 3

Indici comparativi între echipament mecanografic şi electronic

Criteriu	Unităţi de măsură	Echipament	
		mecanografic	calculator electronic
Viteză de calcul (global)	%	100	200...5 800
Costul prelucrării*) informaţiilor mai redus	cartele pe lună	sub 150 000	peste 150 000

*) Preţurile sovietice curente presupun un cost al calculatorului electronic de peste 2 ori mai ridicat decît cel al unui echipament mecanografic.

Indicii tehnico-economici

Date din experienţa occidentală. Cu toate că un număr foarte important de calculatoare electronice din Vest sînt utilizate în conducerea întreprinderilor (de exemplu în R. F. G. circa 45% din numărul total de circa 1 000 calculatoare), s-au publicat un număr relativ restrîns de rezultate sub formă de indici (în plus, trebuie ţinut seamă că indicii utilizaţi în economia capitalistă nu pot fi preluaţi ca atare în economia socialistă). Astfel, indiciul principal al economicităţii utilizării mijloacelor moderne de prelucrare a informaţiilor îl constituie de fapt însăşi creşterea rapidă şi continuă a numărului calculatoarelor electronice utilizate în gestiunea întreprinderilor. De aceea se vor indica numai două exemple relativ recente:

— experienţa firmei Honeywell (interesantă pentru faptul că permite compararea mai multor soluţii aplicate succesiv) redată în tabela 1 (în ansamblu, uzina Honeywell utiliza în 1963 5 calculatoare H 800 şi 3 H 400);
— datele firmei Olivetti — uzina din Ivrea — prezentate în tabela 2.

Date din experienţa sovietică. Indicii referitori la comparaţia dintre echipament electronic şi

Tabela 4

Indici referitori la utilizarea calculatoarelor electronice în industria constructoare de maşini

1. *Efecte globale*

Criteriu	Efect, %	Comentariu
Scăderea preţului de cost	circa 5—10	efect al posibilităţii de evidenţiere mai precisă a căilor de reducere a preţului de cost sau al formulării planificării producţiei ca programare liniară
Creşterea producţiei	circa 1	efect al planificării mai corecte şi al urmăririi mai dese a realizării producţiei
Timpul de recuperare al calculatoarelor electronice în industria constructoare de maşini	circa 2—3 ani	se recomandă 1 calculator mediu /5 000—6 000 salariaţi (încărcat 3 schimburi)

2. *Aprecierea volumului de prelucrare a informaţiilor pentru calculatoare electronice uzinale*

Domeniu de activitate	Volum de timp (echivalent ore-om efective) preluat de calculatorul electronic		Comentariu
	Prima etapă (prel. simple) %	A doua etapă (optimizări) %	
— Proiectare	8	10	accelerarea efectivă a timpului de calcul faţă de prelucrarea „manuală" este de 10—50 ori, în medie 20—25 ori
— Tehnologie	15—20	16—22	
— Planificare	20	30—40	
— Conducere operativă	10	12	
— Indici tehnico-economici şi contabili	20	25	

mecanografic sînt indicaţi în tabela 3, iar indicii referitori la echipament electronic sînt indicaţi în tabela 4.

Se constată că şi în cazul experienţei sovietice se recomandă indici care arată avantaje importante de folosire a calculatoarelor electronice în industria constructoare de maşini.

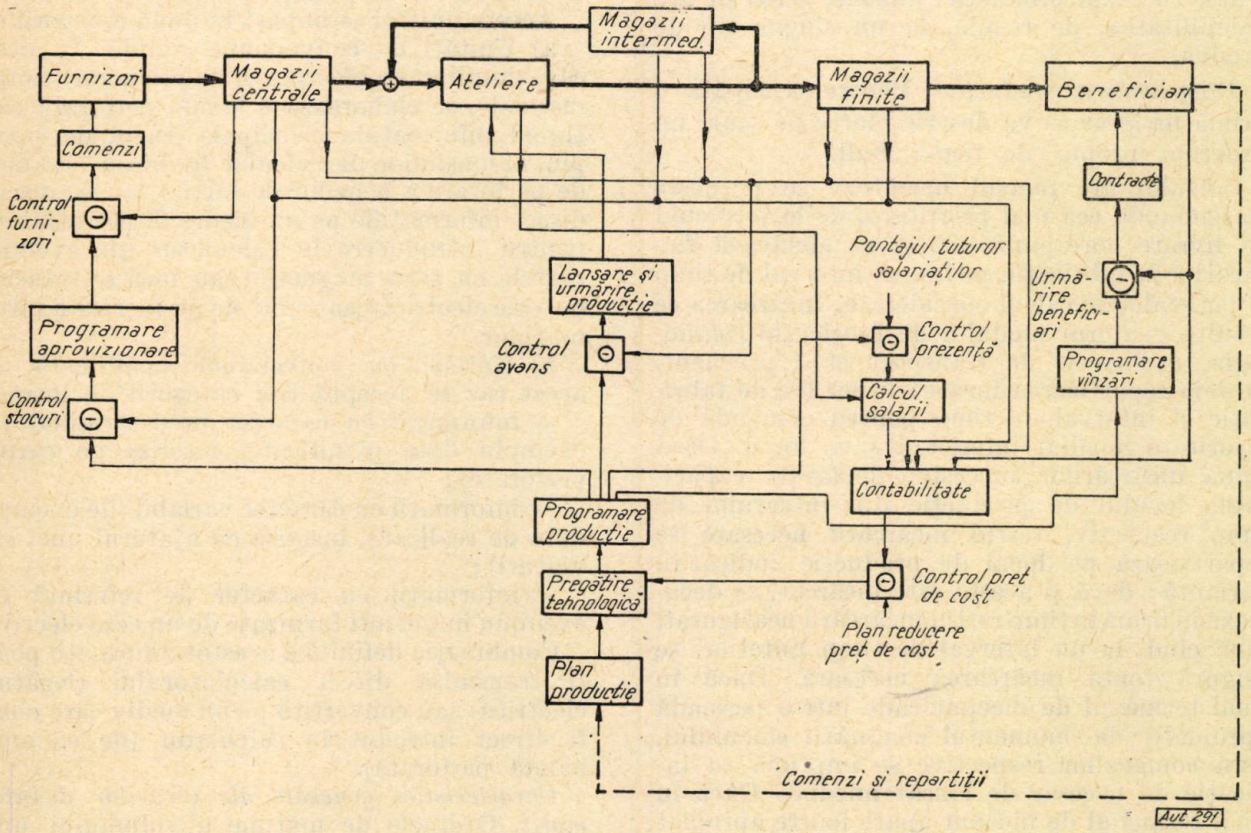


Fig. 1. Schema conducerii unei întreprinderi.

Probleme care apar în conducerea întreprinderilor

Complexitatea problemei conducerii întreprinderilor se poate sugera cu ajutorul schemei din figura 1, din care rezultă următoarele direcţii importante în rezolvarea problemelor de conducere:

— planificarea şi urmărirea concepţiei şi mîinii de lucru;

— planificarea şi urmărirea fabricaţiei;

— planificarea şi urmărirea finanţării.

Schema din figura 1 nu reprezintă totalitatea circuitelor de informaţii şi nu cuprinde totalitatea elementelor de control; de asemenea nu reprezintă structura exactă a circuitelor de reglare; s-a căutat să se sugereze într-o primă aproximaţie faptul că există mai multe circuite închise de prelucrare a informaţiilor, că acestea sînt interconectate şi că informaţii importante cu caracter de intrare rezultă din tehnologia de fabricaţie.

În cele ce urmează accentul se va pune în mod deosebit pe problema planificării şi urmăririi fabricaţiei.

Pregătirea tehnologică. Conducerea cu ajutorul calculatoarelor electronice actuale presupune

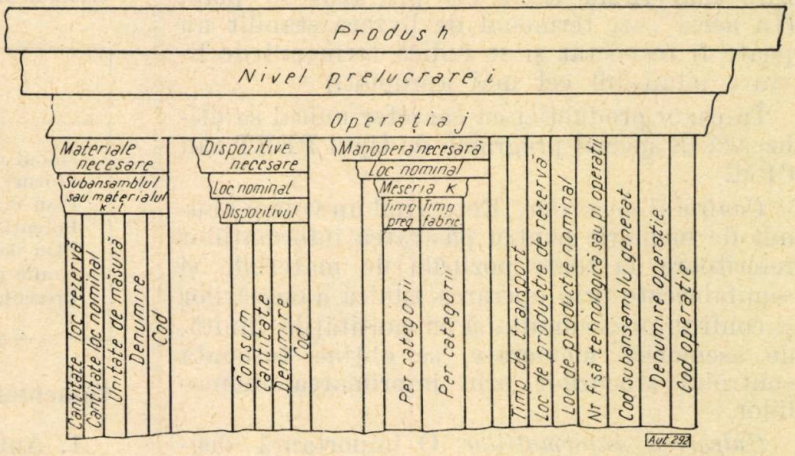


Fig. 2. Exemplu de poziţie din şirul de informaţii „modul de fabricaţie".

deci predeterminarea condiţiilor în care poate avea loc fabricaţia. Aceasta înseamnă că există un şir de informaţii care permite caracterizarea tehnologiei de fabricaţie adoptate în cadru specificului întreprinderii. Acest şir se va denum

în general „mod de fabricaţie"; o poziţie din acest şir este exemplificată în figura 2.

În cazul fabricaţiei de serie, acest şir este constituit o dată pentru un interval îndelungat, introducîndu-se pe parcurs modificările inerente. În cazul producţiei unicale, acest şir are valabilitatea, de regulă, la un singur tip de produs.

Programarea producţiei. Pentru a căpăta o primă imagine se va descrie foarte pe scurt un program propus de firma Bull.

Calculul are mersul următor: se porneşte cu comanda cea mai prioritară, de la termenul de livrare corespunzător, şi se afectează fiecărui loc de fabricaţie, pe fiecare interval de timp al perioadei de calcul considerate, încărcarea ce rezultă conform modului de fabricaţie (tehnologia, mijloacele de transport etc.) prevăzut. Se reia repartizarea încărcării per loc de fabricaţie şi interval de timp pentru comanda de prioritate imediat inferioară ş. a. m. d. Dacă suma încărcărilor succesive depăşeşte capacitatea locului de producţie din intervalul de timp respectiv, restul încărcării necesare se repartizează pe locul de producţie indicat în variantă; dacă şi acesta este încărcat, se decalează în urmă în timp restul încărcării neasigurat, pînă cînd, la un interval de timp anterior, se asigură toată încărcarea necesară. Dacă în final termenul de început cade într-o perioadă apropiată de momentul efectuării calculului, lista comenzilor respective se imprimă ca indicaţie de necesar de lansat imediat. Dacă în final termenul de început apare foarte apropiat sau negativ faţă de momentul efectuării calculului, se fixează termenul de început la un moment rezonabil şi se planifică încărcarea în avans, obţinîndu-se în final un termen de realizare mai tîrziu decît cel prevăzut în plan. (În acest caz, termenul de livrare stabilit nu poate fi respectat şi se indică termenul de livrare admisibil cel mai apropiat.)

În cazul producţiei cu caracter unical se utilizează în special programe de tipul PERT sau CPM.

Controlul stocurilor. Rezervînd un volum anumit de memorie pentru păstrarea informaţiilor referitoare la toate poziţiile de materiale şi semifabricate prin operarea zilnică a mişcărilor şi confruntarea simultană cu cantităţile limită, de asemenea memorate, se obţine totodată controlul stocurilor prin imprimarea anomaliilor.

Culegerea informaţiilor. O importanţă deosebită o prezintă modul de culegere a informaţiilor. Într-adevăr, sursele de informaţii sînt diseminate în interiorul întreprinderii, iar ritmul de generare a informaţiilor cuprinde o componentă aleatorie. În acelaşi timp, luarea deciziilor are loc centralizat, iar transmiterea deciziilor nu pune probleme deosebite. Este deci inutil de a dispune de facilităţi de prelucrare foarte rapidă a informaţiilor, dacă culegerea informaţiilor nu se efectuează rapid, respectiv sub o formă direct utilizabilă de calculatorul electronic. În acest scop s-au dezvoltat unităţi de culegere a informaţiilor.

Aceste unităţi se împart în două categorii:

a) Unităţi cu conversiune simplă. În acest caz, simultan cu efectuarea de prelucrări simple manuale, se elaborează o bandă perforată conţinînd informaţiile principale (cazul, de exemplu, al maşinilor de calculat de birou cu anexă de perforare a benzilor de hîrtie) sau se înscriu direct informaţiile pe un mediu direct utilizabil pentru introducere în calculator (de exemplu cartele cu scris magnetic) sau încă se transmit pe cale electrică centrului de prelucrare a informaţiilor.

b) Unităţi cu conversiune combinată. În acest caz se acceptă trei categorii de intrări:

— informaţii cu caracter predeterminat (de exemplu date planificate, înscrise pe cartele perforate);

— informaţii cu caracter variabil (de exemplu date de realizare, înscrise cu ajutorul unei claviaturi);

— informaţii cu caracter de referinţă (de exemplu impulsuri furnizate de un ceas electric).

Combinaţia definită a acestor informaţii poate fi transmisă direct calculatorului (legătura electrică) sau convertită pe un mediu care poate fi direct introdus în calculator (de exemplu bandă perforată).

Caracteristici generale ale şirurilor de informaţii. Ordinele de mărime a volumului unor şiruri importante de informaţii sînt indicate în tabela 5.

Tabela 5

Volumul unor şiruri de informaţii la o uzină medie (date informative)

Denumirea şirului	Capacitate mil. caractere
Modul de fabricaţie	5 — 50
Stocuri	1,5 — 10
Plan de producţie	0,02 — 0,04
Potenţial de fabricaţie	0,7 — 5
Plan de aprovizionare	0,5 — 0,5
Grafic de lucru	0,2 — 0,5
Prezenţa salariaţilor	0,1 — 1

Comentarii finale

1. Automatizarea complexă a industriei constructoare de maşini se justifică prin efecte economice importante. Această acţiune presupune o analiză amănunţită a circuitelor de prelucrare a informaţiilor, ca şi dotarea cu echipament corespunzător. Condiţia de bază o constituie specificarea detaliată şi precisă din punct de vedere tehnologic a conducerii de fabricaţie,

a schemelor de prelucrare, a fluxurilor de informaţii.

2. Automatizarea complexă a industriei constructoare de maşini prezintă o importanţă deosebită pentru ţara noastră. Date rezultate în urma unei anchete întreprinse de I. P. A. au arătat surse potenţiale de efecte economice deosebit de importante. Este de aceea necesar de a efectua într-un timp scurt o primă introducere practică într-o întreprindere importantă cu producţie de serie bine organizată, pe baza căreia se va putea deduce o soluţie generalizabilă la multe alte întreprinderi. În paralel va trebui abordată problema unei uzine cu fabricaţie de mică serie. Se apreciază că un asemenea program este realizabil, ca primă etapă, într-un interval de 2—3 ani.

3. Ţinînd seamă de caracterul unitar al economiei noastre, este necesară propunerea unui plan de perspectivă în sensul constituirii unei reţele de planificare şi transmitere a informaţiilor care să permită conducerea integrată a uzinelor constructoare de maşini la nivelul ministerului sau altor foruri centrale. Echipamentele electronice necesare unei asemenea realizări există în producţie în mai multe ţări, însă propunerea detaliilor unui asemenea plan este evident condiţionată de o primă experienţă de exploatare la nivelul unei uzine mari.

4. Avînd în vedere volumul mare de analiză necesar pentru pregătirea programelor şi dimensionarea echipamentului, este necesară iniţierea unei acţiuni în acest sens, prin formarea de colective la principalele uzine care, în colaborare cu I. P. A., să înceapă această activitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Olivetti. *Le contrôle de la production.* Publ. RVE-DVGA, ed. 2 11/64.
[2] Rapaport, E. N. *Organizaţia vîcislitehnogo ţentra na maşino stroitehnom predpialii.* Moscova, Ed. Maşinostroenie, 1964.
[3] Carter, N. *Putting automatic data collection to work.* In: Contr. Eng., 1963, 5 (131).
[4] Thomson, D. B. *Transaction oriented information handling systems.* In: Contr. Eng., 1964, 1 (87), 2(91), 7(74).
[5] Southworth, M. *What's available for in-plant data collection.* In: Contr. Eng., 1963 (138).
[6] Honeywell. *Integrated data processing.*
[7] Honeywell. *Comprehensive data processing for the future by Honeywell 800.*
[8] Bull. *GAMMA 30: planification et ordonancement dans l'industrie mécanique.*
[9] Sarafin, E. *Multiple computer system controls manufacturing line.* In: Contr. Eng., 1964, 12 (83).
[10] Kozlova, O. *Primenenie elektronno-vîcislitelnîh maşin v upravlenie proizvodstrom.* Moscova, Ed. Mîsl. 1964.
[11] Olivetti. ELEA 4001: *Gestione automatica della produzione.*
[12] Olivetti. *La meccanizazzione integrale.*
[13] Olivetti. *Diverse prospecte comerciale.*
[14] Adams Assoc. *Computer characteristics quarterly.* Dec. 1964.

Ing. D. DAMSKER
Laureat al Premiului de Stat

Conducerea prin calculator electronic a unei linii de fabricaţie a tablelor groase

Stadiul actual al tehnicii fabricării tablelor groase se caracterizează prin comenzi manuale locale la cuptoarele din zona de încălzire şi la maşinile din zona de ajustare. Numai zona de laminare propriu-zisă este automatizată la diferite niveluri, după constructorul respectiv. Cu mijloacele actuale, la operaţiile din zonele neautomatizate se constată deficienţe care duc la rebuturi, lipsuri în acoperirea comenzilor de livrare, la confuzii în ceea ce priveşte recunoaşterea mărcii tablelor, la greutăţi în conducerea centralizată a operaţiilor, la tăierea neraţională a tablelor, cum şi în circulaţia informaţiilor legate de producţie.

În acest articol se expune procedeul brevetat care înlătură neajunsurile semnalate prin faptul că introduce comanda- program la întregul proces de fabricaţie, bazat pe simularea întregii linii de maşini şi agregate prin registre digitale de memorare ; fiecare laminat (lingou, bramă sau tablă) este urmărit automat în mişcarea lui, individualizat (nominalizat) în ce priveşte caracteristicile şi programul de prelucrare ce îi revine la fiecare maşină printr-un număr ce i se afectează. Sosirea laminatului în faţa unui agregat declanşează circulaţia de informaţii şi comenzi necesare agregatului ; aceste informaţii şi comenzi specifice fiecărui agregat realizează conducerea centrală automată a producţiei prin comanda-program prestabilită.

Procedeul expus poate fi realizat principial în două moduri diferite : prin tehnica modulelor digitale cablate sau prin tehnica logicii programate, adică cu calculator numeric. În continuare se descriu pe rînd cele două moduri de soluţionare [1], [2], [3].

Principiul de simulare numerică prin tehnica cablată a laminorului este următorul : laminorul se împarte în tronsoane de utilaj ; fiecare tronson este determinat de existenţa unei singure linii de flux al laminatelor în care se menţine obligatoriu ordinea de intrare a laminatelor

şi la ieşirea din tronson, semnalele de comandă pentru declanşarea subprogramului fiind necesare la intrarea în tronson. Fiecărui tronson i se afectează cîte un registru de memorare, care are în paralel atîtea cifre binare cîte sînt necesare pentru codul unui laminat, iar în serie între ele atîtea grupe de cifre cîte laminate se pot găsi simultan în tronson în cazul de încărcare maximă. Trecerea dintr-un tronson în altul, fie în continuarea primului, fie în ramificaţie faţă de primul, este urmată de trecerea codului în registrul corespunzător tronsonului nou în care s-a introdus laminatul, mişcarea codului fiind comandată de sesizoare convenabil instalate pe utilajul tehnologic.

Sosirea fiecărui cod al unui laminat în registrul corespunzător unui tronson declanşează un program cablat sau memorat pentru acel tronson, constînd în afişarea de informaţii, impunerea valorilor pentru regulatoare, comanda executării unor măsurări şi înregistrarea rezultatelor; valorile variabile din program sînt citite din memorie la adresa pe care o indică codul produsului sosit în tronson, rezultatul măsurărilor fiind înregistrat şi asociat aceluiaşi cod în vederea unor prelucrări informaţionale în fazele următoare de fabricare.

În figura 1 se descriu schema şi mecanismul de programare cablată la trecerea unui laminat dintr-un tronson într-altul. Se consideră două tronsoane (tronsonul *I* şi tronsonul *II*) la care corespunde cîte un registru, terminate cu elementele *A1*, respectiv *A2* şi alte două tronsoane (*III* şi *IV*) presupuse a avea cîte trei poziţii de registru (*B1*, *C1*, *D1* şi *B2*, *C2*, *D2*). Din tronsoanele *I* şi *II* se poate trece la oricare dintre tronsoanele *III* şi *IV*. Pentru a sesiza

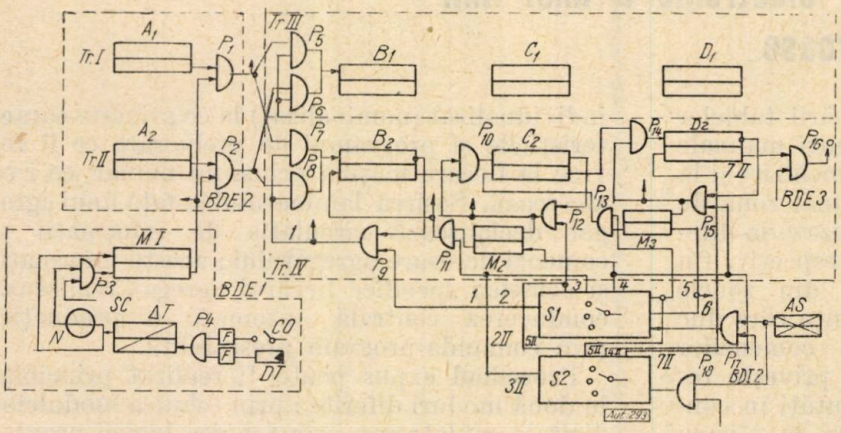


Fig. 1. Simularea electronică sincronă a mişcării laminatelor.

mişcarea laminatului (mişcare comandată automat sau manual) se introduc blocuri de detecţie la ieşirea dintr-un tronson (*BDE*) şi la intrarea în alt tronson (*BDI*). Blocurile de detecţie sînt constituite din sesizoare introduse pe utilaj (celule fotoelectrice, magnetice, cu unde centimetrice etc.) notate *DT* în figura 1 (blocul *BDE1*), din contactele de direcţie a unor mecanisme ca opritoarele escamotabile (nefigurate pe desen) etc. Semnalele acestora, trecute prin filtre *F*, sînt reunite în poarta „şi" *P4*, apoi prin monostabilul ΔT la bistabilul *M*, cu înscriere predominantă realizată de poarta *P3*.

Modul de funcţionare rezultă din analiza schemei din figura 1.

O altă soluţie constă în folosirea unui calculator electronic, care, cu ajutorul unei instalaţii auxiliare de detectare, realizează simularea electronică şi conducerea procesului prin programare memorată [4].

Conducerea laminorului de tablă groasă se efectuează printr-un dispozitiv de simulare a mişcării laminatului plasat prin programare în interiorul calculatorului care prelucrează informaţiile, rezervînd acestuia o capacitate corespunzătoare din memoria calculatorului, indiferent de natura acesteia: memorie cu ferite, tambur magnetic, bandă magnetică, cartele magnetice etc. Se descrie procedeul de programare a ambelor funcţii de către calculator, simularea electronică şi prelucrarea informaţiilor în timp real. Pentru fiecare tronson al laminorului se consacră în memoria calculatorului un număr de adrese care să corespundă la numărul maxim posibil de laminate în tronsonul respectiv.

Trecerea unui laminat (tablă) dintr-un tronson într-altul declanşează executarea unui program memorat în memoria calculatorului. Codul laminatului este introdus în registrul tronsonului la o adresă pregătită de calculator. Fiecărui laminat care intră în tronsonul respectiv i se consacră cîte o adresă care creşte pe rînd cu cîte o unitate pînă se ajunge la ultima adresă din registru. În acest caz, calculatorul reia prima adresă a registrului pe care o consacră laminatului următor. La fel se procedează şi la extragerea unui laminat dintr-un tronson.

Codul laminatului, care este citit de calculator din adresa la care se face introducerea, indică adresa de la care începe înregistrarea programului referitor la acel laminat în toate fazele de fabricare. După ce calculatorul citeşte codul, adaugă un număr fix corespunzător fiecărui tronson în care intră tabla şi astfel găseşte adresa subprogramului referitor tablei şi tronsonului respectiv.

În figura 2 sînt arătate elementele logice exterioare calculatorului *CE* şi legăturile acestora cu calculatorul.

În anexă se dau tabelele de programare a calculatorului care execută programul de simu-

lare şi comandă. S-a presupus că se utilizează un calculator cu cuvîntul de 18 bit.

La adresele 000 pînă la 010 sînt înscrise cîteva numere constante necesare desfăşurării programului, care începe cu adresa 350. Funcţiunile instrucţiunilor utilizate sînt 01 care înseamnă : înlocuieşte conţinutul acumulator cu numărul adresei asociate instrucţiunii, 02 înscrie la adresa indicată de instrucţiune, 03 adună la conţinutul acumulatorului C (acc) numărul de la adresa indicată de instrucţiune, 08 transferul adresei instrucţiunii la adresa indicată după 08, 09 transferul condiţionat de existenţa lui 1 în locul de pondere maximă în acumulator, 06 comandă de ieşire, 07 comandă de intrare. Programul cuprinde 32 de secvenţe elementare, durează în cazul cel mai rău 4 383 microsecunde şi ocupă 40 de adrese memorie.

În continuarea unui program care s-a terminat, prin funcţiunea 08 se trece la adresa de instrucţiune 350. Trecerea la adresa 350 este determinată la adresa de instrucţiune 378, după cum se va vedea. Se citeşte conţinutul adresei de unde trebuie extras codul tablei. Se înscrie acest cod la o adresă prestabilită. Se extrage în acumulator numărul 1 şi se adaugă la conţinutul adresei 350, aşa încît se pregăteşte noua adresă din care se va extrage la un nou semnal dat de *BDE1*. Se verifică dacă nu s-a ajuns la poziţia cea mai avansată a registrului. Dacă se întîmplă acest lucru, se transferă adresa de instrucţiune la 372. Dacă nu, se citeşte codul tablei şi se adaugă un număr fix — în exemplul prelucrat este 23 — pentru a avea adresa subprogramului de prelucrare a tablei corespunzător tronsonului *III*. Se consideră că subprogramul constă în afişarea lăţimii tablei în registrul regulatorului de poziţie a foarfecelor de margini. Se emite apoi semnalul C. C. care pregăteşte un nou ciclu de transfer al unei table. Se pregăteşte adresa registrului tronsonului *III* pentru introducerea unei table noi. Apoi se emite semnalul C. A. care controlează dacă s-a petrecut între timp un transfer nou de tablă, undeva în laminor. Dacă s-a înregistrat operaţia unui transfer, se trece la înregistrarea adresei de unde se începe noul ciclu. Dacă nu s-a înregistrat vreun transfer, se repetă semnalul C.C. şi controlul înregistrării la o nouă poziţie a selectorului. Operaţia se repetă de atîtea ori pînă cînd intervine un transfer şi atunci se reia ciclul pentru tronsoanele şi subprogramul tablei respective.

Avantajele procedeului realizat prin tehnică programată sînt : economicitate mai mare decît în cazul tehnicii cablate, pentru că se reduce numărul registrelor cu tranzistoare exterioare calculatorului, mai multă uşurinţă în adaptarea cît mai bună la proces sau, în eventualitatea unei modificări sau lărgiri a utilajelor, modificările se fac foarte uşor prin schimbarea programului memorat, micşorarea numărului secvenţelor elementare, deci scurtarea duratei unui ciclu şi a numărului de adrese ocupate de un ciclu prin procedeul memorării locului unde trebuie plasat codul noii table indroduse.

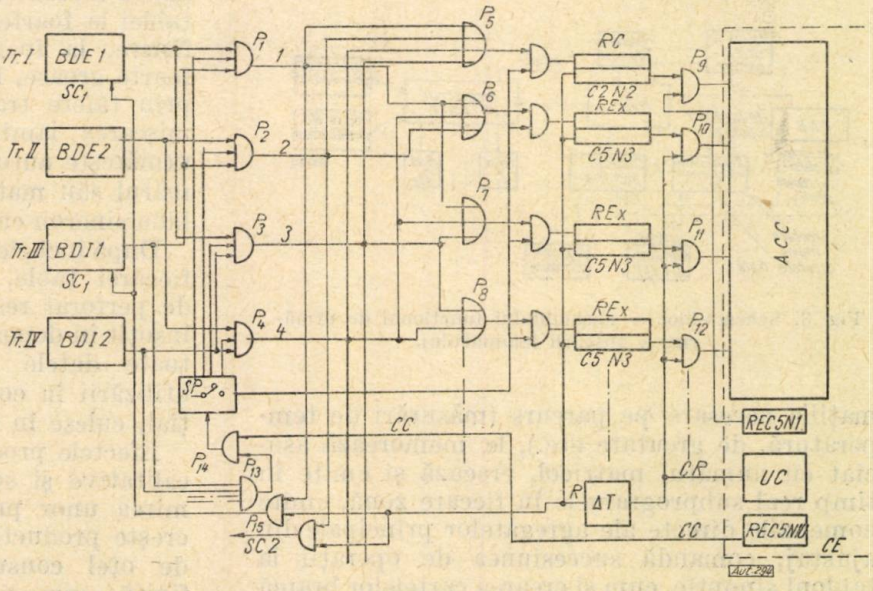


Fig. 2. Simularea programată, dispozitive exterioare calculatorului electronic.

Calculatorul folosit la laminorul de tablă groasă al Combinatului siderurgic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Galaţi, furnizat de societatea Jeumont-Schneider care a efectuat şi proiectele de execuţie pentru partea electronică a laminorului, se numeşte CAPI. Este un calculator binar cu logică magnetică de tip Symmag la 200 kHz. Memoria de lucru cu ferite are capacitatea de 16 cuvinte de cîte 32 bit, 1 tambur magnetic rapid cu 256 de piste a cîte 128 de cuvinte, un bloc de calcul şi unul de comandă [6], [7], [8].

Funcţiunile calculatorului descrise mai sus sînt denumite generic „dispecerul automat". Figura 3 reprezintă schema-bloc a circuitelor periferice ale ansamblului dispecer automat.

Toate informaţiile necesare dispecerului automat, referitoare la prelucrarea unei table-mamă (dintr-un lingou sau bramă), sînt introduse pe o cartelă perforată. Cartelele perforate cu informaţiile program de prelucrare a unei table-mamă se întocmesc de către biroul de pregătire a lucrului. La fiecare două ore, conţinutul cartelelor este introdus în memoria calculatorului *PR3*, denumit astfel pentru a se deosebi de celelalte calculatoare din laminor.

De fiecare dată cînd în fluxul de fabricaţie se introduce un lingou sau o bramă, operatorii din zonele cuptoarelor (adînci $Z1$, respectiv cu propulsie $Z2$) imprimă pe o claviatură decadală numărul matricol al metalului brut. Calculatorul îl preia în sarcina lui, îi urmăreşte mişcarea prin simulare electronică şi înregistrează infor-

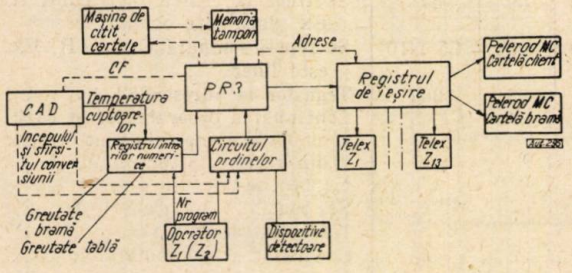


Fig. 3. Schema-bloc a ansamblului funcţional de urmărire a mişcării laminatului.

maţiile necesare pe parcurs (măsurări de temperatură, de greutate etc.), le memorează asociat cu numărul matricol, creează şi emite în timp real subprogramele în fiecare zonă, emite comenzile directe ale agregatelor principale din ajustaj, comandă succesiunea de operaţii la tabloul sinoptic, cum şi crearea cartelelor bramă şi client.

Sub comanda calculatorului se găsesc aparatajele concentrate în 13 cabine zonale ale laminorului (suprafaţa ocupată de utilajul tehnologic este de 142×950, m^2). Fiecare cabină zonală are un teleimprimator care primeşte automat subprogramul care trebuie executat în zona respectivă, în momentul cînd tabla intră în teritoriul acelei zone. Separat, sînt comandate direct o serie de mecanisme.

Astfel calculatorul indică cuptorul în care urmează să se introducă brama, programele după care să fie laminată la laminorul degrosisor şi finisor, modul cum să fie tăiată tabla la foarfecele de eboşare la cald, procedeul de tratare termică la cuptorul de normalizare şi maşina de călire. Calculatorul comandă direct poziţionarea mecanismelor maşinii de trasat, tăierea tablei la foarfecele de margini, la foarfecele de fîşiere, la foarfecele ghilotină pentru tablele foarte groase, la cele două foarfece de debitare prin tăiere transversală; de asemenea indică mişcarea laminatului în tot laminorul şi îl urmăreşte automat la tabloul sinoptic prin numărul său matricol, care se deplasează pe tablou sincron cu laminatul.

După încheierea prelucrării fiecărei brame şi a fiecărei table, calculatorul comandă maşinile de perforat respective, astfel că produsul este însoţit în depozit de o cartelă care înregistrează toate datele tehnice caracteristice necesare utilizării în continuare. Aceste date sînt, parţial, culese în timpul procesului de prelucrare.

Efectele procedeelor descrise sînt economice, calitative şi sociale. Instalaţia permite întocmirea unor programe optimale, prin care va creşte productivitatea, se va reduce cantitatea de oţel consumat pentru aceeaşi producţie finită, cum şi respectarea toleranţelor foarte strînse la dimensiuni. Conducerea laminorului va fi centralizată şi unică, evitîndu-se rebuturile din operaţii necorespunzătoare executate de oameni informaţi greşit sau incomplet. Viteza de circulaţie a laminatului în fluxul tehnologic este mai mare prin comenzile directe ale agregatelor, în mare parte pregătite anterior sosirii tablei în maşina respectivă, prin creşterea ritmicităţii comandate central şi prin identificarea automată a fiecărui produs.

ANEXĂ

Programul desfăşurării instrucţiunilor

Adr. instr.	Funcţiunea	Adresa	Explicaţii	Adr. instr.	Funcţiunea	Adresa	Explicaţii
000	00	0	Constanta de lucru	351	02	600	Inscrie c (acc) la adresa 600; astfel codul tablei a trecut în registrul tronsonului III
001	00	1	Creşterea adresei cu o unitate				
002	00	$(2^{17}-508)$	Pentru 8 poziţii de tablă în registrul tronsonului I	352	01	001	c (001) este 1
003	08	23	Poziţia subprogramului corespunzătoare tronsonului III	353	03	350	Pregăteşte extragerea din tronsonul I a tablei următoare, care este poziţionată în locul corespunzător adresei 501
004	00	$(2^{17}-609)$	Pentru 9 poziţii de tablă în registrul tronsonului III				
005	01	500	Prima poziţie în registrul tronsonului I	354	02	350	c (350) devine 501
				355	03	002	Verificarea dacă nu s-a ajuns la poziţia ultimă din registru; în caz că da, c (acc) va avea 1 la ponderea maximă urmat de zerouri
006	02	600	Prima poziţie în registrul tronsonului III				
010	00	180	Lăţimea de tăiere 180 cm				
	08	350	Sfîrşitul programului anterior Intrarea în program nou	356	09	372	Transfer de instrucţiune condiţionat de c (acc)
350	01	500	Înlocuieşte c (acc) cu c (500); acum în acc este codul tablei 123	357	01	600	c (acc) este codul tablei 123
				358	03	003	Adunare cu c(003)

(continuare) anexă

Adr. instr.	Funcţiunea	Adresa	Explicaţii	Adr. instr.	Funcţiunea	Adresa	Explicaţii
359	02	360	Se pregăteşte citirea subprogramului	367	06	C5 N 1	Semnal C.A.
360	08	146	Transfer de secvenţă la 146 (123 + 23) subprogramul tronsonului	368	07	C2 N 2	Se citeşte registrul de control care înscrie 1 în locul de pondere maximă în acc
146	01	010	La (010) se găseşte, de exemplu, lăţimea la care trebuie tăiată tabla, codificată numeric	369	09	378	Se trece la citirea registrului R. Ex. dacă este ocupat
147	06	05 N20	Înscrie în registrul de ieşire corespunzător afişării foarfecelor de margini	370	06	C5 N10	Se repetă semnal C.C. dacă R. Ex. este liber
148	08	361	Se presupune că subprogramul nu cuprinde mai multe operaţii şi se continuă cu operaţiile de mişcare a codului	371	08	367	Transfer la adresa 367
				372	01	005	Continuarea programului în cazul cînd s-a ajuns la ultima poziţie din registrul tronsonului I
				373	02	350	c (350) devine din nou 01.500
				374	06	357	Se continuă programul de unde fost întrerupt
361	06	C5 N10	Se emite semnalul C.C.				
362	01	001	Se pregăteşte schimbarea adresei instrucţiunii 351 pentru introducerea viitoarei table în tronsonul III	375	01	006	Continuarea programului în cazul cînd s-a ajuns la ultima poziţie din registrul tronsonului III
				376	02	351	c (351) devine 02.600
363	03	351	Adresa instrucţiunii 351 a crescut cu o unitate	377	08	367	Se continuă programul de unde a fost întrerupt
364	02	351	c (351) devine 601	378	07	C5 N 3	Semnal C.R.; se citeşte registrul exterior R. Ex.
365	03	004	Verificare dacă nu s-a atins poziţia ultimă a registrului	379	02	380	Se plasează conţinutul acc pentru a deveni instrucţiune
366	09	375	Transfer condiţionat dacă s-a atins poziţia limită	380	08		Ieşire din program

BIBLIOGRAFIE

[1] Damsker, D. şi Garabet, Th. *Automatizarea laminorului de tablă groasă.* Comunicare făcută la sesiunea ştiinţifică a I.P.L., 1962.

[2] Damsker, D., Aldea, V. şi Garabet, Th. *Procedeu utilizînd mijloacele de calcul pentru ridicarea producţiei şi preciziei la fabricarea tablelor groase.* Dosar. I.P.L. 59/1962.

[3] Damsker, D., Aldea, V. şi Garabet, Th. *Procedeu şi sistem automat de conducere a producţiei şi de comandă a agregatelor unei linii de laminare şi ajustare a tablelor groase.* Dosar OSI 46546/1963.

[4] Damsker, D., Aldea, V. şi Garabet, Th. *Simularea electronică a mişcării laminatelor într-un laminor de tablă groasă.* Dosar OSI 42063/1964.

[5] *Programmateur séquenciel de processus* S. W. In: La Technique Moderne, nr. 4, april 1964, p. 26.

[6] Jeumont-Schneider. *Documentaţia de proiectare a laminorului de tablă groasă.*

[7] Damsker, D. *Automatizarea complexă cu calculatoare electronice a laminorului de tablă groasă de la Combinatul siderurgic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Galaţi.* In: Automatica şi electronica, **9**, nr. 2, 1965, p. 52—59.

[8] Avril, A. şi Caussin, C. *La tôlerie forte de Galatz.* In: La métallurgie, **96**, nr. 12, 1964, p. 976—984.

Conf. ing. I. A. BADEA

Calculatoare electronice în centrale termoelectrice

Centralele termoelectrice moderne sînt echipate cu grupuri de puteri foarte mari, în exploatare fiind grupuri de 650 MW, iar în construcţie de 900—1 000 MW.

Exploatarea grupurilor foarte mari impune condiţii speciale în ceea ce priveşte siguranţa şi indicii economici. Astfel, exploatarea unui bloc de 300 MW impune urmărirea a 500—600 mărimi, dintre care o mare parte se înregistrează.

Progresele foarte mari realizate în construcţia calculatoarelor electronice, posibilităţile de tratare automată a informaţiilor, creşterea siguranţei în exploatarea agregatelor şi, în special, în perioadele de pornire şi oprire, capacitatea de optimizare a proceselor tehnologice au dus în ultimii 3—4 ani la introducerea pe scară largă a calculatoarelor pentru agregatele de putere mare din centralele termoelectrice.

1. Funcţiunile calculatoarelor electronice în centrală

Calculatorul electronic poate îndeplini în centralele termoelectrice una sau mai multe din funcţiunile următoare:

— *înregistrarea automată a datelor*, care constă în citirea automată ciclică sau scrutarea unui anumit număr de mărimi analogice (temperaturi, presiuni, debite, energii etc.), convertirea acestora în mărimi numerice cu sau fără limitare,

şi înregistrarea acestora la o maşină de scris specială sau pe perforatoare de bandă;

— *supravegherea automată* a datelor, în care se compară datele convertite numeric din calculator cu mărimile impuse şi se semnalizează depăşirile;

— *jurnalul de exploatare*, care constă în imprimarea automată la maşina de scris a manevrelor care se realizează manual sau automat în exploatarea agregatelor tehnologice;

— *calculul randamentelor şi mediilor*, care constă în determinarea automată a diverselor randamente şi indici de calitate ai agregatelor principale, în realizarea de medii în timp şi în spaţiu, şi în stabilirea tendinţelor de variaţie (viteze) a unor anumite mărimi;

— *pornirea şi oprirea automată* a agregatelor principale, operaţiile de manevră ale agregatelor fiind comandate pe baza unor calcule logice ale situaţiei diferitelor mărimi de instalaţie;

— *optimizarea procesului* constă în stabilirea parametrilor optimi de exploatare ai procesului, care se traduc prin definirea mărimilor de referinţă şi a constantelor regulatoarelor procesului, şi indicarea acestor valori conducătorului de grup (în cazul unor soluţii de regulatoare), sau chiar realizarea automată a schimbării reglării automate a acestor date în regulatoarele instalaţiei automate.

În stadiul actual al tehnicii se deosebesc trei niveluri mai importante de utilizare a calculatoarelor electronice în centrale [1]:

— înregistrare de date şi supraveghere;
— manipulare de date;
— conducere automată a blocului.

Cele trei niveluri îndeplinesc următoarele funcţiuni principale.

a) *Înregistratorul numeric de date şi supraveghere* sau „data logger", face înregistrarea numerică automată a datelor şi supravegherea automată a unui număr de mărimi. În general, înregistrarea numerică se face cu o cadenţă de 1—2 înregistrări pe secundă, iar supravegherea, cu o cadenţă de 4—10 valori pe secundă. Înregistratorul automat nu efectuează în general decît operaţiile de liniarizare şi de multiplicare a mărimilor cu scara aparatului. Cu elemente speciale se pot realiza în unele cazuri şi medii.

b) *Calculatorul numeric de manipulare de date* realizează următoarele funcţiuni:

— scrutări de valori analogice (temperaturi, presiuni, debite etc.) cu o frecvenţă de 20—50 mărimi/secundă, convertirea şi, eventual, liniarizarea acestora şi înregistrarea la maşina de scris sau la o perforatoare;

— supravegherea instalaţiei, prin compararea a o parte din valorile măsurate cu mărimile de comparaţie etalon, şi semnalizarea depăşirilor prin semnale acustice şi optice, inclusiv înregistrarea valorilor depăşite la o maşină de scris;

— determinarea performanţelor agregatelor (cazane de abur, turbine cu abur, pompe etc.) şi ale centralei, prin calcularea randamentelor, consumurilor specifice de căldură etc.;

— determinarea mediilor unor mărimi, atît ca medii în spaţiu (ca media temperaturilor citite simultan în mai multe locuri ale turbinei), cît şi ca medii în timp (ca media temperaturilor citite pe un interval de timp în acelaşi loc);

— determinarea tendinţelor de variere în timp a unor mărimi (ca temperatura aburului supraîncălzit);

— supravegherea mărimilor binare simple, cum sînt contactele deschise — închise ale întreruptoarelor, vanelor, releelor din instalaţie;

— analiza „post mortem", care constă în imprimarea pe maşina de scris a variaţiei principalelor mărimi ale instalaţiei, înainte şi după avarie. Înaintea avariei, mărimile sînt extrase din memoria calculatorului numai în cazul în care a apărut o avarie, altminteri se şterg automat din aceasta după o anumită perioadă de timp;

— jurnalul de exploatare, care constă în imprimarea automată la maşina de scris a manevrelor şi accidentelor instalaţiei tehnologice.

c) *Calculator electronic de conducere automată.* În cazul în care calculatorului electronic i se fixează şi sarcina de conducere automată, atunci acesta îndeplineşte, în afară de funcţiunile menţionate la calculatorul de manipulare de date, şi următoarele:

— funcţii logice constînd în calculele logice şi darea comenzilor necesare pentru pornirea şi oprirea agregatelor principale (turbină, cazan de abur, instalaţii auxiliare);

— funcţii de reglare pentru stabilirea valorilor optime, prin modificarea valorilor de consemn, a benzii de proporţionalitate şi a constantelor de timp ale regulatoarelor analogice, sau chiar comanda directă a curentului de reglare. Se deosebesc două etape de utilizare a valorilor consemnate de regulator: în prima etapă, calculatorul afişează valorile de referinţă ale regulatoarelor, iar în etapa următoare, cînd s-a ajuns la concluzia că valorile indicate de regulator sînt corecte pentru diferite situaţii de exploatare, se dă comanda sub formă de comandă analogică.

2. Determinarea performanţelor agregatelor şi centralei termoelectrice

În principal, calculatorul electronic este prevăzut să determine următoarele valori de performanţă ale centralei [2].

a) Randamentul general al centralei:

$$\eta_{gen} = 860 \frac{N_{gen}}{B P_{ci}}, \qquad (1)$$

unde :

N_{gen} este puterea generatorului, kW ;
B — consumul de combustibil, kg/h ;
P_{ci} — puterea calorică inferioară a combustibilului, kcal/kWh.

b) Randamentul cazanului de abur şi pierderile.

c) Randamentul grupului turbogenerator :

$$\eta_{grup} = \frac{860\ (N_{grup} + N_{pompă})}{căldura\ utilă}, \qquad (2)$$

în care :

N_{grup}, $N_{pompă}$ este puterea grupului, respectiv a pompei de apă de alimentare, kW.

Puterea pompei se determină din relaţia :

$$N_{pompă} = \frac{W \cdot H_{man}}{367{,}2\ \eta_p}, \qquad (3)$$

unde :

W este debitul de apă al pompei, m³/h ;
H_{man} — înălţimea manometrică a pompei de alimentare, m coloană apă ;
η_p — randamentul pompei ;
$N_{pompă}$ — puterea pompei, kW.

d) Randamentul generatorului electric este :

$$\eta_G = \frac{N_G}{N_G + V_{el} + V_{mec}}, \qquad (4)$$

unde :

N_G este puterea generatorului, kW ;
V_{el} — pierderi electrice, kW ;
V_{mec} — pierderi mecanice.

Pierderile electrice se determină din cantitatea de căldură a apei de răcire a generatorului, iar cele mecanice, din preluarea de căldură a uleiului de ungere.

e) Randamentul turbinei :

$$\eta_T = \frac{\eta_{grup}}{\eta_G}, \qquad (5)$$

unde :

η_{grup} este randamentul grupului exprimat de relaţia (2) ;
η_G — randamentul generatorului dat de relaţia (4).

f) Indicele de murdărire al condensatorului este :

$$k_0 = \frac{i_n D_n - K i_k}{F_k \dfrac{t_2 - t_1}{\ln \dfrac{t_n - t_1}{t_n - t_2}}}, \qquad (6)$$

unde :

K este debitul de condensat la ieşirea din condensator, kg/h ;
i_k — entalpia condensatului, kcal/kg ;
D_n — debit de abur la intrare în condensator, kg/h ;
i_n — entalpia aburului la intrarea în condensator, kcal/kg ;
t_n — temperatura aburului la intrarea în condensator, °C ;
F_k — suprafaţa condensatorului ;
t_1, t_2 — temperaturile apei de răcire, la intrarea şi ieşirea din condensator.

g) Supravegherea preîncălzitoarelor de joasă şi înaltă presiune :

$$k = \frac{t_2 - t_1}{t_s - t_2}, \qquad (7)$$

unde :

t_1 este temperatura apei înainte de preîncălzitor, °C ;
t_2 — temperatura apei după preîncălzitor, °C ;
t_s — temperatura de saturaţie, corespunzătoare presiunii p, °C.

3. Calculul randamentului cazanului

Randamentul cazanului de abur este definit ca raportul dintre cantitatea de căldură produsă şi cantitatea de căldură consumată [3].

Cantitatea de căldură consumată, fiind egală cu $B \cdot P_{ci}$ (unde B este cantitatea orară de combustibil consumată şi P_{ci} — puterea calorică a combustibilului), impune măsurarea acestor cantităţi.

În cazul combustibilului gaz şi păcură, în care se poate măsura direct cantitatea de combustibil, se poate aplica metoda directă. În cazul cărbunelui nu se poate măsura direct cantitatea de cărbune şi se aplică metoda indirectă.

3.1. *Determinarea randamentului cu metoda directă*

Randamentul cazanului de abur, prin metoda directă, este dat de relaţia [2], [3] :

$$\eta_{caz} = \frac{Q}{B \cdot P_{ci}}, \qquad (8)$$

unde :

Q este cantitatea de căldură produsă de cazan, kcal/h ;
B — cantitatea de combustibil consumată orar, kg/h ;
P_{ci} — puterea calorică inferioară a combustibilului, kcal/kg.

Pentru determinarea randamentului trebuie să se determine cantitatea de căldură Q, care se obţine similar ca la paragraful 3.3.

Puterea calorică inferioară a combustibilului poate fi introdusă manual, în calculator, pe baza măsurărilor care se fac în laborator. În general, în cazul combustibilului gazos şi lichid, aceste două valori rămîn constante timp îndelungat.

Eroarea relativă a determinării randamentului cazanului este dată de relaţia [3]:

$$\frac{\Delta\eta_{caz}}{\eta_{caz}} = \frac{\Delta Q}{Q} - \frac{\Delta B}{B} - \frac{\Delta P_{ci}}{P_{ci}}, \qquad (9)$$

unde prin $\Delta Q/Q$, $\Delta B/B$ şi $\Delta P_{ci}/P_{ci}$ s-au notat erorile de determinare a cantităţilor de căldură şi combustibil şi a puterii calorice inferioare a combustibilului.

În ipoteza unei erori de 1,5% pentru cantităţile de căldură şi combustibil şi de 2% pentru puterea calorică inferioară a combustibilului, abaterea pătratică a erorii de determinare a randamentului este de:

$$\Delta\eta_{caz}/\eta_{caz} = \sqrt{\left(\frac{\Delta Q}{Q}\right)^2 + \left(\frac{\Delta B}{B}\right)^2 + \left(\frac{\Delta P_{ci}}{P_{ci}}\right)^2} = 2{,}9\%.$$

3.2. *Determinarea randamentului cu metoda indirectă*

Randamentul cazanului determinat cu metoda indirectă este dat de raportul [3]:

$$\eta_{caz} = \frac{Q}{Q + Q_{pierd}}, \qquad (10)$$

unde Q este căldura utilă, iar Q_{pierd} reprezintă pierderile cazanului.

Înlocuind valorile pierderilor, soluţia devine [4]:

$$\eta_{caz} = \frac{Q\,(1 - v_{nears.\,mec} - v_{chim} - v_{zg})}{R + Q}, \qquad (11)$$

unde:

$v_{nears.\,mec}$, v_{chim}, v_{zg} sînt pierderile relative în nearse mecanic, respectiv în ardere chimică incompletă şi în zgură;

Q — cantitatea de căldură produsă de cazan, kcal/h;

R — pierderile de căldură în gazele de ardere, kcal/h.

Eroarea relativă a randamentului:

$$\frac{\Delta\eta_{caz}}{\eta_{caz}} = -\frac{\Delta v_{nears.\,mec} + \Delta v_{chim} + \Delta a_{zg}}{1 - v_{nears.\,mec} - v_{chim} - v_{gz}} - \frac{\Delta R}{R}\cdot\frac{R/Q}{1 + R/Q} + \frac{\Delta Q}{Q}\cdot\frac{R/Q}{1 + R/Q}. \qquad (12)$$

Eroarea maximă, la $\Delta v_{nears.\,mec}/v_{nears.\,mec} = 20\%$, $\Delta v_{chim}/v_{chim} = 20\%$, $\Delta v_{zg}/v_{zg} = 50\%$, $\Delta R/R = 15\%$, $R/Q = 10\%$, $\Delta Q/Q = 8\%$, rezultă egală cu 2%.

3.3. *Determinarea cantităţii de căldură produsă de cazan*

Cantitatea de căldură produsă de cazan, în cazul în care se neglijează debitul de apă purjată, este dată de relaţia [3]:

$$Q = D(i_1 - i_2) + D_{si}\,(i_3 - i_4), \qquad (13)$$

unde:

Q este debitul de căldură produs de cazan, kcal/h;

D — debitul de abur supraîncălzit al cazanului, kgf/h;

D_{si} — debitul de abur supraîncălzit intermediar, kgf/h;

i_1, i_3, i_4 — entalpiile aburului, kcal/kg;

i_2 — entalpia apei la intrarea în cazan, kcal/kg.

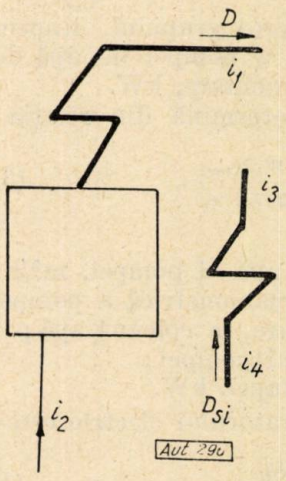


Fig. 1

Calculatorul determină debitul de căldură pe baza relaţiei (13), în care debitele de abur D şi D_{si} sînt măsurate direct şi, eventual, corectate. Entalpiile $i_1 - i_4$ nu pot fi măsurate direct. Ar putea fi determinate, din tabele, în funcţie de temperatura şi presiunea aburului, însă aceasta ar încărca excesiv memoria calculatorului. Din acest motiv s-a recurs la utilizarea unor relaţii care dau entalpia aburului supraîncălzit în funcţie de temperatură şi presiune:

$$i = f\,(\text{presiune, temperatură}). \qquad (14)$$

În literatură se prezintă ecuaţii [2] de determinare a entalpiei aburului în funcţie de presiune şi temperatură, care pot fi rezolvate de calculator. Valorile obţinute în aceste ecuaţii nu diferă cu mai mult de $1^0/_{00}$ faţă de valorile din tabelele pentru abur.

Entalpia apei de alimentare poate fi calculată cu o eroare de determinare mai mică de $2^0/_{00}$. În domeniul de presiuni 130—250 at şi de temperaturi de 100—250°C [2], aceasta este:

$$i = \left[3 + t + 1{,}9\left(\frac{t - 100}{100}\right)^3 + 1{,}25\left(\frac{P}{100} - 0{,}7\right)\cdot\left(1{,}6 - \frac{t - 100}{100}\right)\right]. \qquad (15)$$

unde i este entalpia, în kcal/kg, şi t — temperatura, în °C.

3.4. *Corecţia de debite*

În cazul variaţiei de presiune şi temperatură, debitul corectat de gaz sau abur e dat de relaţia [5]:

$$G_{corectat} = const.\sqrt{\frac{p}{T}}, \qquad (16)$$

unde :

G este debitul corectat ;
Δp — pierderea de presiune măsurată, kgf/cm² ;
p — presiunea de exploatare în valoare absolută, ata ;
T — temperatura fluidului, °K.

Calculatorul efectuează relaţiile matematice din ecuaţia (16).

3.5. *Erori de măsură a parametrilor şi valorilor stabilite de calculator*

O atenţie deosebită se acordă erorilor valorilor determinate prin calculator.

Erorile provin din erorile de măsură a aparatelor de măsurat şi a traductoarelor şi din relaţiile utilizate pentru determinarea prin calcul a unor mărimi.

În tabela 1 este indicată, cu titlu informativ, mărimea erorilor care se pot obţine prin calculator.

Tabela 1

Măsurarea sau determinarea	Eroarea maximă, %	Eroarea pătratică, %
Debite de abur sau apă	2 — 2,5	1,2—1,3
Entalpie abur	0,7— 1,0	0,3—0,5
Entalpie apă	1,8— 2,0	1,0—1,1
Căldură în condensator	13 —15	3,6—3,8
Pierderi la coş	14,8—15,0	2,9—3,0
Randament cazan	2,0— 2,5	0,6—0,7
Consum specific turbină	9,0— 9,5	1,4—1,5

Pentru precizarea elementelor unui calculator se dă schema principială a instalaţiilor unui calculator electronic prevăzut pentru o centrală termoelectrică [2], [6].

4.1. *Schema unui calculator electronic pentru o centrală termoelectrică*

Un calculator electronic pentru tratarea automată a informaţiilor, şi eventual şi pentru comenzile şi optimizarea procesului tehnologic, constă, în principiu, în următoarele elemente principale [2], [6]:

— elementele de primire a mărimilor din instalaţie, scrutarea periodică a acestora, amplificarea lor (pentru cele care necesită acest lucru), convertirea analogic-digitală ;
— blocul de comandă al instalaţiei ;
— calculatorul propriu-zis, de efectuare a calculelor ;
— memoria pentru calcule şi programare ;
— elementele de ieşire cu convertizorul de cod ;
— maşina de scris cu perforatorul şi cititorul de bandă pentru introducerea şi verificarea programelor şi datelor care se introduc în calculator ;
— registrul de ieşire pentru semnale digitale şi analogice, transmiterea la instalaţiile de reglare.

În figura 2 se prezintă schema principială a calculatorului. Calculatorul este realizat cu elemente statice şi montaje cu plăci imprimate.

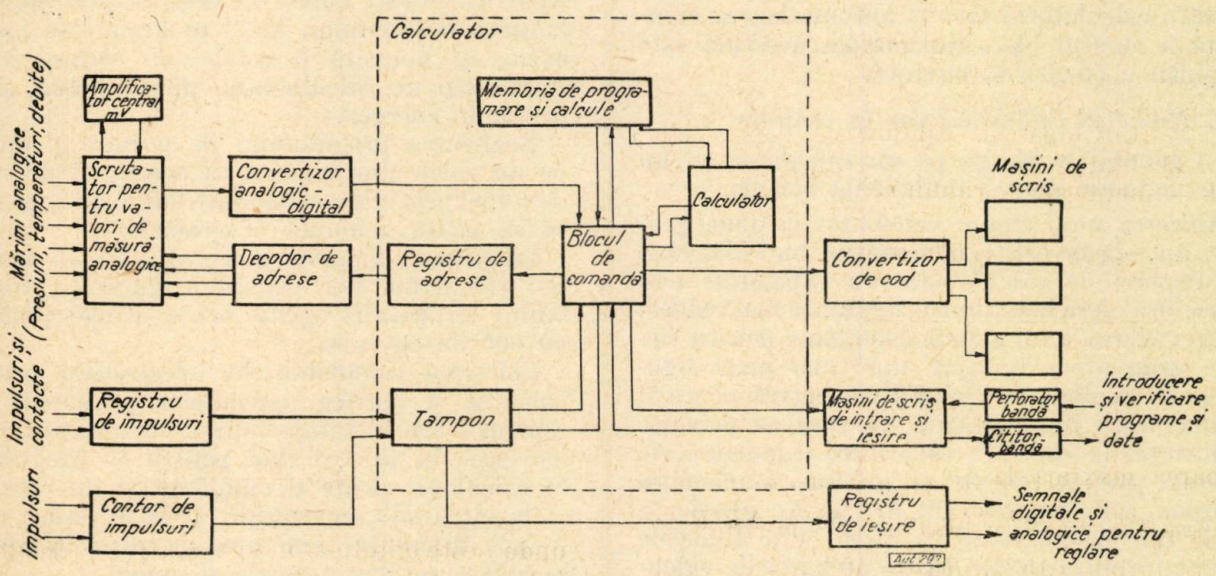


Fig. 2

4. Consideraţii constructive asupra calculatoarelor

Soluţiile de realizare a calculatoarelor pentru centralele termoelectrice sînt diferite, în funcţie de constructor sau de funcţiunile pe care le îndeplinesc.

Datorită măsurilor luate, gradul de siguranţă a calculatoarelor a crescut foarte mult, disponibilitatea acestora ajungînd la 99% din timpul de funcţionare. Unele statistici dau, pentru calculatoare realizate recent, valori şi mai ridicate, de 99,75—99,9% [1].

Dintre defecţiunile constatate, cele mai multe indisponibilităţi s-au găsit la maşinile de scris ($2{,}7^0/_{00}$ din timpul de funcţionare), după care urmează tamburul magnetic cu $0{,}02^0/_{00}$, iar restul (relee, tranzistoare, diode, rezistenţe, condensatoare) cu 0,0057% [7].

Pentru acest motiv se ia o rezervă mai mare la maşinile de scris.

Calculatoarele sînt realizate în general cu memorie cu toruri de ferită, pentru capacităţi de memorie pînă la 8 000 de cuvinte. Excepţie face sistemul Libratoral, care are memoria în tambur magnetic.

În cazul în care, la calculatoarele cu memorie cu toruri cu ferită, se cere o mărire a memoriei acestora, aceasta se realizează prin introducerea tamburelor magnetice, care au capacităţi de 30 000—60 000 de cuvinte sau chiar mai mari.

4.2. *Capacitatea calculatoarelor*

Capacitatea calculatoarelor pentru centrale este definită de :

— numărul de intrări (mărimi analogice, numerice, primite din instalaţie);

— capacitatea memoriei calculatorului, determinată de operaţiile pe care acesta trebuie să le îndeplinească şi de datele de calcul înmagazinate;

— încărcarea în timp a acestuia.

Capacitatea memoriei unui calculator de supraveghere şi calculare a indicilor economici pentru un bloc cu puteri pînă la 300 MW este de ordinul 8 000—16 000 de cuvinte. În cazul în care calculatorul face şi automatizarea completă a acestui bloc, capacitatea acestuia este în jurul a 50 000 de cuvinte.

4.3. *Numărul calculatoarelor în centrale*

În general se merge pe un calculator cu un bloc energetic sau cel mult două blocuri.

Alegerea unui singur calculator la două grupuri duce la investiţii mai reduse, mai ales cînd se dispune de calculatoare cu capacităţi mai mari, însă oferă în schimb o siguranţă mai redusă.

Prevederea unui singur calculator pentru fiecare grup are avantajul unei mai mari siguranţe în exploatare. Soluţia respectivă poate fi şi mai mult îmbunătăţită, în ceea ce priveşte siguranţa, în cazul în care între calculatoarele a două grupuri vecine se prevede o memorie tampon care permite ca, în caz de avarie la unul din calculatoare, o parte din funcţiile calculatorului defectat să fie preluată de calculatorul de rezervă.

5. Calculatoare pentru pornirea automată a agregatelor în centrale

Operaţiile cele mai grele în exploatarea centralelor termoelectrice constau în pornirea şi oprirea cazanelor de abur, a turbinelor cu abur şi a instalaţiilor auxiliare.

După statisticile făcute în străinătate, numărul avariilor care pot duce la explozia cazanului este de 52% în timpul pornirii cazanului şi de 48% la exploatarea acestuia în sarcină [7].

Prin automatizarea pornirii se pot elimina 33% din riscurile de pornire şi se elimină repercusiunile datorate nerespectării temperaturii metalului.

La operaţiile de pornire şi oprire a agregatelor centralei se deosebesc patru situaţii distincte : pornirea de la rece a agregatului; pornirea de la cald a agregatului; oprirea normală; oprirea rapidă a agregatului.

Operaţiile de pornire-oprire sînt complicate şi solicită foarte mult personalul de exploatare. Astfel, pentru un agregat, trebuie să se realizeze următoarele grupe de funcţiuni : pregătirea cazanului; pregătirea circuitului de combustibil; elaborarea semnalului de sarcină după starea cazanului; comanda automată a arzătoarelor; supraîncălzirea şi condiţionarea aburului; pregătirea turbinei şi pornirea acesteia; prepararea generatorului; sincronizarea generatorului şi încărcarea grupului.

Demarajul şi oprirea agregatelor unei centrale reprezintă efectuarea unei succesiuni de operaţii pe baza unei anumite logici. Pentru a trece de la o operaţie la cealaltă trebuie întîi să se verifice îndeplinirea anumitor operaţii prealabile, precum şi faptul că alte condiţii sînt corespunzătoare.

Calculatorul electronic are posibilităţi de comandare a operaţiilor de pornire şi oprire. Apar dificultăţi numai în ceea ce priveşte elaborarea programului. Acest program este foarte extins şi necesită o colaborare strînsă între specialiştii de calculatoare, programatori şi ai utilajului energetic.

Realizarea programului de pornire şi oprire pe un calculator impune ca acesta să dispună de o memorie cu o capacitate suficientă, pentru ca să poată acumula programele.

La grupuri de puteri mari, capacitatea memoriei calculatoarelor pentru asigurarea programului de pornire-oprire poate atinge pînă la 40 000 de cuvinte.

Folosirea calculatoarelor electronice pentru pornirea şi oprirea agregatelor principale ale centralei are avantaje faţă de instalaţiile prin secvenţe, în primul rînd pentru că programul în calculator poate fi modificat şi nu este fix ca la circuitele secvenţiale, şi în al doilea rînd se pot diferenţia mai bine pornirea la rece şi la cald şi oprirea normală şi rapidă.

6. Calculatoare pentru automatizarea completă a centralelor

După cum s-a menţionat, majoritatea calculatoarelor utilizate în centrale termoelectrice pentru tratarea automată a informaţiilor, ca şi pentru pornirea şi oprirea blocurilor, sînt de tip numeric.

Pe linia automatizării complete în centrale, realizarea cea mai avansată o constituie un ansamblu de trei calculatoare electronice Bailey, care execută automat toate funcţiile cazanului şi turbinei, ca operaţii de pornire, oprire, înregistrare a valorilor, optimizarea şi supravegherea blocului. Ansamblul constă în două calculatoare electronice numerice şi unul analogic, coordonate între ele, însă lucrînd simultan.

exploatare sau în construcţie, sînt date în tabela 2 [1], [10].

Aceste calculatoare realizează atît tratarea automată a informaţiilor, cît şi pornirea şi oprirea blocurilor.

Optimizarea automată prin calculator nu a fost încă aplicată la centrale, din cauza greutăţilor foarte mari în stabilirea programului.

Dificultăţi foarte mari în punerea la punct a programelor s-au întîmpinat chiar şi pentru

Tabela 2

Denumirea centralei	Puterea blocului, MW	Număr intrări				Capacitate memorie		Nr. de înregistrare	Anul punerii în funcţiune	Combustibil
		total	analogice	numerice	contacte	ferite	tambur			
Riverside nr. 1 + 2	2× 42	230	230	0	0	4 000	16 000	—	1962	păcură
Huntington Beach nr. 1	210	1 055	547	3	505	—	40 000	47	1962	gaz+păcură
Huntington Beach nr. 2	210	1 055	547	3	505	—	40 000	47	1962	gaz+păcură
Little Gipsy	230	1 328	472	16	740	8 000	100 000	105	1961	gaz
Goldsboro nr. 3	240	2 580	1 122	11	1 347	12 000	86 000	180	1963	cărbune
Los Alamitos nr. 3	310	1 191	643	3	545	—	56 000	48	1962	gaz+păcură
Los Alamitos nr. 4	310	1 191	643	3	545	—	56 000	48	1962	gaz+păcură
Etiwanda nr. 3	310	1 284	693	3	588	8 000	40 000	58	1963	gaz+păcură
Etiwanda nr. 4	310	1 284	693	3	588	8 000	40 000	58	1963	gaz+păcură
Sewaren nr. 5	342	1 483	966	5	512	4 000	48 000	1 058	1962	păcură
Hudson	400	1 483	966	5	512	4 000	48 000	1 058	1965	cărbune
Paradise nr. 1	650	2 259	1 294	856	109	—	132 000	159	1963	cărbune
Paradise nr. 2	650	2 259	1 294	856	109	—	132 000	159	1963	cărbune
Mc. Donough nr. 1 + 2	2×245	—	—	—	—	—	—	—	1963	cărbune

Un singur om, aşezat în faţa unui tablou centralizator, urmăreşte funcţionarea grupului şi poate da comanda de oprire sau pornire a agregatului. La cerere se pot afişa mărimile dorite. Astfel, dacă se doreşte cunoaşterea debitului de abur, se apasă pe butonul „debit", apoi pe cel „abur", şi apare automat pe etichetă „debit de abur" şi dedesubt numărul cu valoarea căutată.

Două osciloscoape trasează automat tendinţele de variaţie pentru patru mărimi alese dintr-un număr de 24 posibile [8], [9].

7. Stadiul actual al introducerii calculatoarelor electronice în centralele termoelectrice în lume

În ultimii ani se manifestă o tendinţă puternică de introducere a calculatoarelor electronice în procesele de producţie ale centralelor termoelectrice. Astfel în S. U. A. erau în funcţiune sau în probe, în anul 1964, peste 60 de blocuri termoenergetice echipate cu calculatoare electronice, dintre care 15 blocuri cu calculatoare cu funcţiuni de proces.

În Europa (Franţa, Anglia, U. R. S. S. şi R. F. G.) de asemenea au intrat în funcţiune, în ultimii ani, calculatoare electronice pentru grupuri cazane-turbine.

Caracteristicile principale ale calculatoarelor eléctronice pentru conducere din S. U. A., în

pornirea şi oprirea cazanelor. Astfel, în literatură [1] se menţionează că nici un calculator de conducere automată intrat în exploatare după 1960 nu avea, pînă în anul 1964, programul pus la punct. Pentru centrala Sewaren, calculatorul care a intrat în funcţiune în 1963 nu va avea programul complet de comandă automată înainte de 1968 [1].

În noiembrie 1964 s-a anunţat [11] că la centrala Etiwanda, la un grup de 325 MW, cu cazan cu gaz şi păcură, şi la centrala Riverside, la două grupuri de 42 MW, cu păcură, s-a reuşit să se pună la punct operaţiile de pornire şi oprire cu calculator. Pentru Riverside s-a specificat că s-a pornit blocul de 24 de ori şi s-a sincronizat automat generatorul de 12 ori în decurs de 3 săptămîni.

În Europa a intrat în funcţiune un calculator Siemens la centrala Westerholt din R. F. G., cu prima etapă, pentru înregistrarea datelor şi supraveghere. Se prevede ca în anii următori să preia şi calculele de stabilire a randamentelor [12].

În Anglia, la centrala West Thurrock a intrat în funcţiune un bloc de 200 MW cu un calculator electronic, care, în prima fază, se va limita la tratarea informaţiilor şi pornirea şi oprirea automată a blocului.

De asemenea, centrala Saint-Ouen din Franţa este prevăzută cu calculator electronic, care la început va asigura numai funcţiile de suprave-

ghere, înregistrare de date şi calcule de randamente.

În U. R. S. S. se studiază experimental, la un bloc de 50 MW, un calculator electronic care este prevăzut să fixeze valorile de referinţă din ciclurile de reglare a agregatului.

8. Justificarea economică a introducerii calculatoarelor electronice în centrale termoelectrice

Utilizarea calculatorului pentru conducerea blocurilor în centralele termoelectrice prezintă următoarele avantaje :

— măreşte siguranţa de funcţionare a blocului, atît în funcţionare normală, cît mai ales în perioadele grele de pornire şi oprire a agregatelor ;

— descarcă personalul de exploatare de obligaţiile care se fac mecanic şi care iau un timp îndelungat, ca înregistrarea orară a sute de date, şi îi dă posibilitatea să se concentreze asupra exploatării economice a agregatului ;

— duce la reducerea investiţiilor în instalaţiile de semnalizare clasice şi în aparatajele de măsurat indicatoare şi înregistratoare, montate în camera de comandă ;

— permite, prin determinarea performanţelor agregatelor, să se îmbunătăţească consumurile specifice de combustibil ; aceasta se apreciază între 0,3—0,5 %, corespunzător 12—30 kcal/kWh ;

— reducerea consumului de combustibil în perioadele de pornire şi oprire a grupurilor prin micşorarea timpului de manevră.

Pentru condiţiile economice din ţară s-a calculat eficacitatea economică a introducerii calculatoarelor electronice pentru manipularea datelor la blocuri energetice de la 50 la 300 MW. Exprimînd această eficacitate sub formă de durată de recuperare, şi ţinînd seamă de economiile aduse prin reducerea consumului de combustibil cu circa 15 kcal/kWh, rezultă că se justifică folosirea calculatoarelor electronice începînd de la grupuri de 150—200 MW în sus, valoarea inferioară corespunzînd preţului de combustibil de 400 lei/tcc, iar cea superioară, la 280 lei/tcc. În figura 3 se indică variaţia duratei de recuperare în funcţie de puterea grupului şi preţul combustibilului.

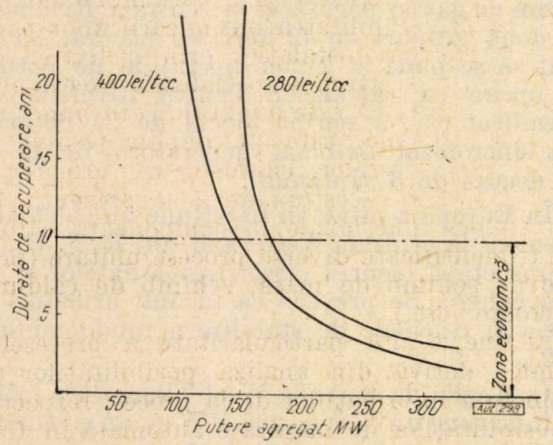


Fig. 3

9. Calculatoare electronice în centralele din ţară

În ultimii ani s-au făcut studii în ţară pentru introducerea calculatoarelor electronice şi în centralele termoelectrice.

La nivelul actual, avînd în vedere preţul actual al calculatoarelor electronice, s-a ajuns la concluzia că, din punct de vedere tehnic şi economic, se justifică introducerea acestora pentru grupuri cu puteri de la 150 la 200 MW în sus.

Pe baza unor studii, întocmite în comun de Institutul de proiectări automatizări şi de Institutul de studii şi proiectări energetice, s-a prevăzut introducerea unui calculator electronic la centrala Luduş. Acesta va avea ca funcţiune măsurarea automată a unui număr de mărimi la toate agregatele centralei, înregistrarea numerică a mărimilor principale (puteri, debite etc.), cum şi calcularea performanţelor agregatelor principale (cazane, turbine, generatoare) şi înregistrarea numerică a acestora. Calculatorul este de fabricaţie Elliot, cu o capacitate a memoriei de circa 4 000 de cuvinte.

Pe baza studiilor întocmite de I.S.P.E., s-a prevăzut introducerea de calculatoare electronice la două blocuri cazane de abur-turbină, de cîte 300 MW fiecare, care vor intra în funcţiune în anii următori.

Pentru fiecare bloc se prevede cîte un calculator electronic industrial, cu o capacitate a memoriei de 4 000 de cuvinte de 15 biţi pe ferită şi 60 000 de cuvinte de 15 biţi pe tambur magnetic. Printr-o memorie tampon, cele două calculatoare se pot întrajutora în cazul ieşirii din funcţiune a unuia dintre ele.

Calculatoarele sînt prevăzute să realizeze măsurarea şi înregistrarea datelor principale din instalaţiile tehnologice, semnalizarea şi înregistrarea avariilor, determinarea şi înregistrarea performanţelor tehnice şi analitice, analiza „post mortem".

Întrucît cazanele de abur sînt prevăzute să funcţioneze cu mai mulţi combustibili (lignit, gaz metan, păcură), nu s-a prevăzut comanda automată a pornirii şi opririi acestora. În schimb, grupul turbină-generator este prevăzut cu comandă automată a pornirii şi opririi, realizată cu elemente secvenţiale. S-a recurs la această soluţie, şi nu la pornirea prin calculator, din cauza condiţiilor speciale ale instalaţiilor.

10. Concluzii

Progresele foarte rapide în construcţia calculatoarelor electronice, siguranţa mare în funcţionare a acestora, ca şi echiparea centralelor cu agregate de puteri foarte mari au creat condiţiile de introducere a calculatoarelor electronice în centralele termoelectrice.

Ţinînd seamă de indicii tehnico-economici, de rezultatele foarte bune obţinute în tratarea automată a informaţiilor, se constată că se introduc calculatoare electronice pentru grupuri cu puteri de la 200 MW în sus, în special cu funcţiunile de înregistrare, semnalizare şi calculare a indicilor economici.

Primele rezultate obţinute cu calculatorul electronic pentru pornirea şi oprirea automată a blocurilor sînt încurajatoare, şi se întrevede aplicarea acestuia pentru agregatele de puteri foarte mari.

Calculatoarele electronice pentru grupuri mari în funcţiune sau care vor intra în exploatare în următorii ani în ţară sînt prevăzute cu funcţiuni de supraveghere, măsurare şi înregistrare de date şi calculare de performanţe tehnice, inclusiv randamente.

BIBLIOGRAFIE

[1] Danniau, P. *Les automatismes dans les centrales thermiques.* In : Revue E., supliment la Bulletin de la Société Royale Belge des Électriciens, nr. 5, 1964, p. 197—214.

[2] Kruse, H. *Einsatz elektronischer Prozessrechenanlagen in Dampfkraftwerken.* In : BWK, nr. 5, 1964, p. 234—240.

[3] Kuhn, H. *Was versteht man unter Kesselwirkungsgrad.* In : BWK, nr. 5, 1965, p. 250—252.

[4] Kronmüller, H. *Die wàrmetechnische Überwachung von Blockkraftwerken mit Datenverarbeitungsanlagen.* In : Regelungstechnik, nr. 11, 1963, p. 487—494 şi nr. 2, 1964, p. 50—60.

[5] Ehlers, G. *Prozessrechenanlagen im Kraftwerke.* In : SRF Technische Mitteilungen, nr. 1, 1963.

[6] *La régulation dans les centrales thermiques.* Broşură Hartman & Braun, Franţa, iunie 1965.

[7] Theodore, M. *Automatisme de la centrale de Saint-Ouen.* In : Bulletin de la Société Royale Belge des Électriciens, nr. 2, 1964, p. 155—167.

[8] *Multicomputer control system offers pusch — button automation.* In : Power Engineering, noiembrie 1964, p. 47.

[9] *Bailey announces a new system for complete power plant automation.* In : Combustion, noiembrie 1964, p. 24.

[10] Zwetz, B. *Rechenautomaten in amerikanischen Dampfkraftwerken.* In : BWK, nr. 2, 1963, p. 62—65.

[11] *Utilities in automated power plants.* In : Electr. Wrld., noiembrie, 1963, p. 78.

[12] *Prozessrechner für Kraftwerk.* In : BWK, nr. 8, 1965, p. 424.

Ing. V. OPREAN

Aspecte ale automatizării întrebuinţînd calculatoare în industria chimică

Din punctul de vedere al problemelor legate de stabilirea modelului matematic al proceselor tehnologice din industria chimică, acestea prezintă următoarele particularităţi principale :

— dependenţa matematică dintre mărimile de ieşire şi cele de intrare este, în general, necunoscută ;

— regimul de funcţionare este caracterizat printr-un număr mare de variabile care sînt foarte complex intercorelate ;

— regimul de funcţionare este influenţat de mulţi factori perturbatori externi care sînt necontrolabili şi uneori necunoscuţi ;

— sînt procese continue, în majoritate total mecanizate şi cu producţii valorice relativ mari.

Aceste particularităţi fac ca sarcina de introducere a calculatoarelor electronice pentru automatizarea complexă a proceselor chimice să fie precedată, în majoritatea cazurilor, de o vastă şi complicată activitate de cercetare, în vederea stabilirii modelului matematic al proceselor.

Gradul de necunoaştere matematică a proceselor chimice are o influenţă directă şi asupra activităţii de proiectare a instalaţiilor, neputîndu-se asigura dimensionarea la indici tehnico-economici optimi.

Ţinînd seamă de greutăţile tehnice întîmpinate în activitatea de stabilire a modelului matematic al procesului, este recomandabil ca, înainte de a se ajunge la automatizarea complexă a unei instalaţii în ansamblul său, să se studieze posibilitatea optimizării unor părţi componente ale instalaţiei prin utilizarea de calculatoare electronice specializate. Acest procedeu, pe lîngă că este avantajos din punct de vedere economic, este pe deplin posibil în condiţiile proceselor chimice, ca urmare a particularităţii acestora de a se prezenta ca ansambluri funcţionale în componenţa cărora pot fi identificate diverse procese unitare (procese de schimb de masă, schimb de căldură, reactoare etc.).

În fine, o altă particularitate a proceselor chimice derivă din analiza posibilităţilor de obţinere a informaţiilor de la proces, respectiv a posibilităţilor de măsurare automată în flux continuu a mărimilor fizico-chimice caracteristice.

Din acest punct de vedere procesele chimice, spre deosebire de alte procese tehnologice, oferă un avantaj important prin aceea că industriile moderne constructoare de aparate

asigură aproape întreaga gamă de mijloace pentru obţinerea informaţiilor de la proces, inclusiv a unor indici de calitate.

Din cele arătate mai sus rezultă că procesele chimice, prin particularităţile pe care le au, se caracterizează astfel din punct de vedere al automatizării lor :

— pot fi realizate la un grad înaintat de automatizare convenţională ;

— relaţiile matematice ce le caracterizează sînt deosebit de complexe şi, în majoritatea cazurilor, necunoscute ;

— asigură obţinerea unor efecte economice importante prin automatizarea lor complexă.

Modelul matematic al proceselor chimice

Descrierea matematică cantitativă a procesului sau modelul matematic reprezintă un sistem de ecuaţii statice şi dinamice care stabilesc dependenţa matematică dintre variabilele procesului cu evidenţierea comportării sale dinamice.

Greutăţile ce se întîmpină la stabilirea modelului matematic al proceselor chimice derivă în principal din aceea că procesul se caracterizează printr-un număr mare de variabile complex intercorelate şi este supus continuu unor acţiuni perturbatoare şi necontrolabile (activitatea catalizatorilor la procesele de sinteză, presiunea barometrică etc.).

Stadiul actual al teoriilor fizico-chimice şi ecuaţiile de legătură stabilite de chimia analitică nu permit întotdeauna determinarea dependenţelor dintre toţi parametrii procesului, dînd în majoritatea cazurilor numai posibilitatea obţinerii unei descrieri generale, calitative, a procesului.

Există totuşi cazuri pentru procese mai simple cînd stabilirea modelului matematic se poate face pornind de la ecuaţiile de legătură care definesc cinetica reacţiilor chimice din procesul respectiv şi de la legea acţiunii maselor. Pentru exemplificare se poate cita* procesul de conversie a oxidului de carbon în bioxid de carbon, al cărui model matematic a fost stabilit pornind de la ecuaţia reacţiei :

$$CO + H_2O \rightleftarrows CO_2 + H_2 - \Delta H$$

şi de la relaţia de echilibru :

$$\frac{dC}{dt} = -K(C - C_e),$$

unde :

ΔH este căldura de reacţie ;

$K = \frac{[CO]\,[H_2O]}{[CO_2]\,[H_2]}$ — constanta de echilibru ;

C — concentraţia în CO ;

C_e — concentraţia în CO la echilibru.

*) Procedeu aplicat de „Society of InstrumentTechnology" pentru utilizarea în circuit închis a unui echipament ARCH—1000 la un reactor de conversie a oxidului de carbon.

Modelul matematic, obţinut pe această cale, este destul de apropiat de modelul real, erorile nedepăşind 20%.

Deşi se mai pot da exemple de procese al căror model matematic poate fi stabilit pe această cale, totuşi majoritatea proceselor chimice sînt mult mai complexe, iar ecuaţiile chimice nu mai pot cuprinde dependenţele dintre toţi parametrii procesului.

Formal, un proces tehnologic poate fi considerat ca un ansamblu funcţional asupra căruia acţionează o serie de mărimi : caracteristice (x), de comandă (x_c), perturbatoare (x_p) etc. şi care interacţionează după anumite legi matematice, rezultînd la ieşirea procesului anumite mărimi de ieşire (y).

Între mărimile de ieşire şi mărimile caracteristice ale procesului există o relaţie matematică bine precizată care în forma cea mai generală se prezintă astfel :

$$y = \overline{y} f_1(x_1) \cdot f_2(x_2) \cdot f_3(x_3) \ldots f_m(x_m), \quad (1)$$

unde funcţiile f_i pot avea orice formă şi depind de o singură variabilă x_i.

Este cunoscut din matematică că orice funcţie poate fi aproximată suficient de exact printr-un polinom de grad corespunzător.

În aceste condiţii, expresia modelului (1) poate fi scrisă în forma cea mai generală astfel :

$$y = a_0 + a_1 x_1 + \ldots + a_m x_m + a_{m+1} x_1^2 + \ldots + a_{2m} x_m^2 + \ldots + a_n x_m^n, \quad (2)$$

unde coeficienţii a_k sînt numere reale care reprezintă relaţia cantitativă dintre variabilele procesului şi care trebuie determinate.

Cu cît gradul polinomului din relaţia (2) este mai mare, cu atît acesta va reprezenta mai fidel procesul tehnologic. Dar, o dată cu creşterea gradului polinomului, se complică considerabil şi calculele necesare pentru determinarea coeficienţilor a_k, necesitînd mijloace tehnice de calcul complicate şi costisitoare [1], [3].

Dar procesele chimice reale admit unele simplificări, ceea ce uşurează considerabil sarcina de stabilire a modelului lor matematic.

În primul rînd, cercetarea statistică a proceselor reale dovedeşte că există o dependenţă funcţională numai între un număr relativ restrîns de mărimi caracteristice ale procesului şi mărimile de ieşire importante din punct de vedere tehnico-economic.

Astfel, din cercetările efectuate pînă în prezent asupra unor procese (cele de fabricare a amoniacului şi sodei caustice) a rezultat că, dintre variabilele procesului, numai circa 7—10 prezintă o corelaţie importantă cu mărimile de ieşire.

Dependenţa funcţională dintre variabilele procesului se poate aprecia cantitativ prin coeficienţii de corelaţie (K) care se pot calcula

prin cercetarea statistică a procesului real pe baza următoarei relaţii :

$$K(x, y) = \frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2 \sum_{i=1}^{n} (y_i - \bar{y})^2}}, \quad (3)$$

unde :

x_i, y_i sînt valorile curente ale mărimilor între care se calculează coeficientul de corelaţie ;

$\bar{x}$, $\bar{y}$ — valorile medii ale mărimilor x, y ;

n — numărul de determinări statistice.

Coeficientul de corelaţie K poate lua valori cuprinse între 0 şi 1, valoarea $K = 0$ indicînd lipsa unei dependenţe funcţionale între variabilele respective, iar valoarea $K = 1$ indicînd o dependenţă funcţională de 100 %. În practică, variabilele al căror coeficient de corelaţie are valori mai mici decît 0,3 ($K \leqslant 0{,}3$) pot fi considerate independente funcţional.

Variabilele pentru care coeficienţii de corelaţie indică o slabă dependenţă funcţională cu mărimile de ieşire pot fi eliminate din expresia modelului matematic, reducîndu-se astfel numărul de coeficienţi ce trebuie determinaţi.

În al doilea rînd, în procesele chimice moderne abaterile mărimilor de intrare şi ieşire de la valorile nominale sînt menţinute în limite apropiate, ca urmare a gradului avansat de automatizare convenţională, ceea ce permite aproximarea lor printr-un model matematic de formă pătratică sau chiar liniară.

În cazul aproximării printr-o relaţie pătratică, expresia modelului matematic al procesului devine :

$$y = a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_2 + \ldots + a_r x_r + a_{11} x_1^2 + a_{22} x_2^2 + \ldots + a_{rr} x_r^2 + a_{12} x_1 x_2 + a_{13} x_1 x_3 + \ldots\ldots + a_{r-1,\,r} x_{r-1} x_r. \quad (4)$$

În cazul aproximării printr-o relaţie liniară, expresia modelului matematic al procesului se simplifică şi mai mult şi, în cazul cel mai general, este de forma :

$$y = a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_2 + \ldots + a_r x_r. \quad (5)$$

Coeficienţii a_q şi a_{qr} din expresiile (4) şi (5) se determină printr-o analiză de regresie, pornind de la condiţia minimalizării sumei erorilor pătratice, exprimată prin relaţia :

$$\sum_{j=1}^{m} (y_j - Y_j)^2 \to \min. \quad (6)$$

Pentru a exemplifica metodica de calcul al coeficienţilor modelului matematic prin metoda indicată, se va considera un caz mai simplu, şi anume un proces caracterizat printr-un model pătratic la care numai două variabile caracteristice prezintă o dependenţă funcţională importantă cu mărimile de ieşire ($K > 0{,}3$).

În acest caz, expresia modelului are forma :

$$y = a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_{11} x_1^2 + a_{22} x_2^2 + a_{12} x_1 x_2. \quad (7)$$

Condiţia (6) va fi îndeplinită dacă derivatele parţiale în raport cu a_0, $a_1 \ldots a_{22}$ vor fi nule.

Diferenţiind expresia (6) în raport cu coeficienţii a_0, $a_1 \ldots a_{22}$ şi egalînd cu zero fiecare derivată parţială, se obţine un sistem de ecuaţii algebrice liniare în care necunoscutele vor fi coeficienţii modelului matematic din expresia (7).

Presupunînd că s-au făcut m determinări experimentale, sistemul de ecuaţii obţinut ca mai sus va avea forma :

$$\left.\begin{aligned}
&a_0 m + a_1 \sum x_{1j} + a_2 \sum x_{2j} + a_{11} \sum x_{1j}^2 + a_{12} \sum x_{1j} x_{2j} + a_{22} \sum x_{2j}^2 = \sum y_j \\
&a_0 \sum x_{1j} + a_1 \sum x_{1j}^2 + a_2 \sum x_{1j} x_{2j} + a_{11} \sum x_{1j}^3 + a_{12} \sum x_{1j}^2 x_{2j} + a_{22} \sum x_{1j} x_{2j}^2 = \sum y_j x_{1j} \\
&a_0 \sum x_{2j} + a_1 \sum x_{1j} x_{2j} + a_2 \sum x_{2j}^2 + a_{11} \sum x_{1j}^2 x_{2j} + a_{12} \sum x_{1j} x_{2j}^2 + a_{22} \sum x_{2j}^3 = \sum y_j x_{2j} \\
&a_0 \sum x_{1j}^2 + a_1 \sum x_{1j}^3 + a_2 \sum x_{2j} x_{1j}^2 + a_{11} \sum x_{1j}^4 + a_{12} \sum x_{1j}^3 x_{2j} + a_{22} \sum x_{1j}^2 x_{2j}^2 = \sum y_j x_{1j}^2 \\
&a_0 \sum x_{1j} x_{2j} + a_1 \sum x_{1j}^2 x_{2j} + a_2 \sum x_{1j} x_{2j}^2 + a_{11} \sum x_{1j}^3 x_{2j} + a_{12} \sum x_{1j}^2 x_{2j}^2 + a_{22} \sum x_{1j} x_{2j}^3 = \sum y_j x_{1j} x_{2j} \\
&a_0 \sum x_{2j}^2 + a_1 \sum x_{1j} x_{2j}^2 + a_2 \sum x_{2j}^3 + a_{11} \sum x_{1j}^2 x_{2j}^2 + a_{12} \sum x_{1j} x_{2j}^3 + a_{22} \sum x_{2j}^4 = \sum y_j x_{2j}^2
\end{aligned}\right\} \quad (8)$$

Pentru determinarea coeficienţilor modelului matematic este necesar să se rezolve sistemul de ecuaţii algebrice liniare (8), ceea ce din punct de vedere teoretic nu ridică probleme prea complicate. Practic însă, rezolvarea sistemului (8) este foarte dificilă ca urmare a volumului mare de calcule necesare de efectuat.

Rezolvarea acestui sistem de ecuaţii devine cu atît mai dificilă, cu cît numărul de variabile luate în considerare în expresia modelului matematic este mai mare.

În cazul modelului aproximat printr-o relaţie pătratică, numărul ecuaţiilor din sistemul (8), în funcţie de numărul de variabile luate în considerare, e dat în tabela 1.

Tabela 1

Nr. de variabile în expresia modelului	2	3	4	5	6	7
Nr. de ecuaţii ale sistemului	6	10	15	21	28	36

Pentru calculul sumelor de forma :

$$\sum x_{1j}^2 ; \quad \sum x_{1j}^4 ; \quad \sum x_{1j}^3 x_{2j} ; \quad \sum x_{1j} x_{2j} y_j \quad \text{etc.}$$

din ecuaţiile sistemului (8) se utilizează aceleaşi date experimentale folosite pentru determinarea coeficienţilor de corelaţie.

Din cele arătate rezultă că cele mai sigure metode utilizate pentru determinarea modelului matematic al proceselor chimice sînt metodele de cercetare statistico-experimentale, care se bazează pe prelucrarea datelor informative culese continuu de la procesul în funcţiune.

Aceste metode presupun însă prelucrarea unui număr important de date experimentale, ducînd la un volum foarte mare de calcule ce nu mai pot fi efectuate decît cu mijloace electronice de calculat.

În scopul reducerii volumului de calcule necesare pentru stabilirea modelului matematic al procesului tehnologic prin metoda cercetării statistice este foarte important să se cunoască numărul minim de date experimentale necesare şi suficiente pentru ca modelul matematic determinat prin prelucrarea acestor date să oglindească cît mai fidel procesul real.

În limbaj statistic, aceasta se traduce în determinarea numărului de experienţe necesare pentru ca să existe probabilitatea calculată P că abaterea de la valoarea reală a fenomenului studiat nu depăşeşte o eroare admisibilă ε.

Relaţia dintre probabilitatea P, eroarea ε şi numărul de experimentări corespunzătoare rezultă din tabela 2, dedusă pe baza formulelor ce decurg din teoremele lui Bernoulli [3].

Tabela 2

ε \ P	0,85	0,90	0,95	0,99	0,995	0,999
0,05	207	270	384	663	787	1 082
0,04	323	422	600	1 036	1 231	1 691
0,03	575	751	1 067	1 843	2 181	3 007
0,02	1 295	1 621	2 400	4 146	4 924	6 767

Cu cît probabilitatea P este mai aproape de unitate, cu atît concluziile asupra procesului studiat vor fi mai apropiate de cazul real. În practică se consideră necesar şi suficient ca $P = 0{,}95$.

De asemenea, în majoritatea cazurilor eroarea admisibilă de determinare a modelului matematic al procesului se consideră $\varepsilon = 0{,}5$.

Dar asupra preciziei de determinare a modelului matematic nu influenţează numai numărul de date experimentale, ci şi intervalul de timp în care aceste date se obţin de la proces. Este evident că, dacă acest timp este mic, parametrii procesului se vor menţine constanţi sau vor varia foarte puţin în acest interval, ceea ce face ca rezultatele cercetării statistice să nu fie concludente.

Problema determinării duratei optime a etapei de cercetare statistică se poate formula matematic astfel : fiind date limitele x_M şi x_m între care poate varia parametrul studiat $x(t)$ (fig. 1) şi probabilităţile p_1 şi respectiv

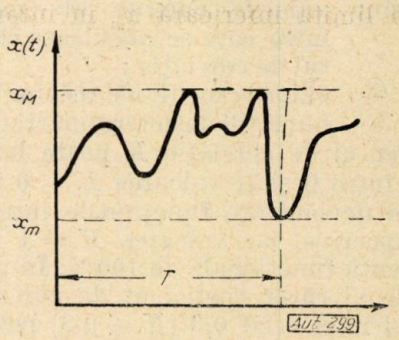


Fig. 1

p_2 de atingere a acestor limite, să se determine durata T, astfel încît imaginea statistică a stării parametrului $x(t)$ să fie cît mai aproape de cea reală.

Se consideră că acest deziderat este practic realizat dacă, în intervalul T, parametrul va atinge cel puţin o dată limitele extreme ale domeniului său de variaţie.

Probabilitatea ca parametrul $x(t)$ să atingă limitele extreme ale domeniului său de variaţie de m ori în intervalul T este dată de relaţia [3] :

$$P_m = \frac{\lambda^m}{m!} e^{-\lambda}, \qquad (9)$$

unde :

$\lambda = aT$;

a — numărul mediu de atingeri ale extremităţilor domeniului de variaţie (x_M şi x_m) în unitatea de timp.

Probabilitatea ca parametrul studiat $x(t)$ să atingă o singură dată limita extremă poate fi calculată cu relaţia :

$$P_1 = \sum_1^N P_m = 1 - P_0, \qquad (10)$$

unde :

$N = \frac{T}{\Delta t}$ numărul de măsurări discrete făcute pe durata T la intervale Δt asupra parametrului ;

P_0 — probabilitatea ca în intervalul T parametrul $x(t)$ să nu atingă niciodată vreo limită extremă a domeniului de variaţie ($m = 0$).

Conform relaţiei (9) se observă că :

$$P_0 = e^{-\lambda}. \qquad (10\ a)$$

Dacă notăm cu P_{1_M} şi P_{1_m} probabilităţile ca parametrul $x(t)$ să atingă o singură dată limita superioară şi inferioară, se poate scrie :

$$P_{1_M} = 1 - e^{-\lambda_1}$$
$$P_{1m} = 1 - e^{-\lambda_2}. \quad (11)$$

Probabilitatea ca parametrul $x(t)$ să atingă cel puţin o singură dată atît limita superioară x_M, cît şi limita inferioară x_m în intervalul T va fi :

$$P = P_{1_M} \cdot P_{1_m} = (1 - e^{-\lambda_1})(1 - e^{-\lambda_2}). \quad (12)$$

Dacă presupunem $p_1 = p_2 = p$, atunci expresia (12) devine :

$$P = (1 - e^{-\lambda})^2. \quad (13)$$

Impunînd pentru probabilitatea P o valoare corespunzătoare cu cerinţele de precizie a cercetării statistice, rezultă valoarea lui λ din relaţia (13). Avînd pe λ astfel calculat, se poate determina T din relaţia de definiţie $\lambda = aT$.

În practică se consideră necesar şi suficient ca probabilitatea P să aibă valori cuprinse între 0,94 şi 0,99 ($0{,}94 < P < 0{,}99$).

Dacă Δt este intervalul de timp între două măsurări discrete succesive, atunci $\frac{1}{\Delta t}$ reprezintă numărul de măsurări discrete în unitatea de timp. În aceste condiţii, numărul a din expresia lui λ, conform definiţiei din relaţia (9), va avea expresia :

$$a = p \frac{1}{\Delta t}. \quad (14)$$

Înlocuind valoarea lui a din expresia (14) în expresia $\lambda = aT$, se obţine :

$$\lambda = \frac{P}{\Delta t} T. \quad (15)$$

De unde :

$$T = \frac{\Delta t}{P} \lambda. \quad (16)$$

Intervalul de timp între două măsurări succesive Δt se determină din condiţia de independenţă a datelor statistice obţinute prin măsurări succesive asupra parametrului, şi care sînt utilizate în formulele analizei de corelaţie şi regresie.

Două măsurări succesive se pot considera independente dacă intervalul de timp dintre ele este mai mare decît timpul de corelaţie (τ_0) (fig. 2) determinat din funcţia de autocorelaţie a variabilei respective. Deci la limită se poate considera $\Delta t = \tau_0$.

Pentru determinarea mai rapidă a duratei minime a cercetării statistice asupra fenomenului studiat (T) s-au construit nomograme de calcul (fig. 3) în funcţie de probabilitatea aleasă P şi intervalul calculat Δt. Valoarea duratei T din figura 3 rezultă în aceleaşi unităţi de timp în care a fost considerat intervalul Δt (zile, ore etc.).

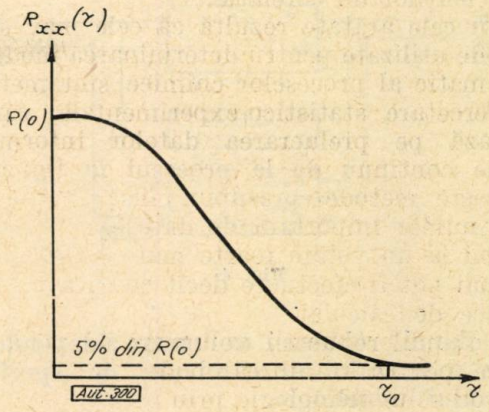


Fig. 2

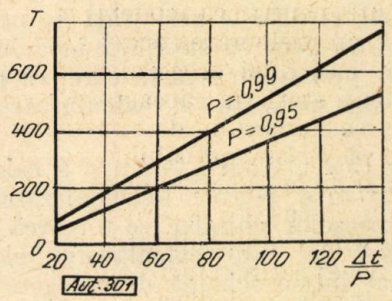


Fig. 3

Instalaţia de automatizare complexă

După stabilirea modelului matematic al procesului chimic se trece la alegerea şi dimensionarea instalaţiei de automatizare complexă.

În practica de proiectare a acestor instalaţii se parcurg de regulă următoarele etape :

— alegerea metodei de calcul şi elaborarea algoritmului de calcul al optimului ;

— alegerea şi dimensionarea echipamentului electronic ;

— elaborarea programului de calcul în cod de calculator.

Pe baza acestui program, calculatorul electronic — conectat la proces ca în schema bloc din figura 4 — emite mărimile de comandă x_{ci} care ajustează valorile prescrise ale regulatoarelor convenţionale în aşa fel ca mărimile de ieşire y_i (de regulă indici economici sau calitativi) să se menţină la valori optime.

Utilizarea calculatorului ca în schema bloc din figura 4, denumită de regulă utilizare în linie cu circuit închis, reprezintă nivelul cel mai avansat de automatizare complexă a procesului tehnologic, la care calculatorul asigură conducerea automată a procesului în condiţiile unor indici tehnico-economici extremali.

Problema alegerii şi dimensionării instalaţiei de automatizare complexă nu poate fi detaliată în cadrul articolului de faţă datorită atît volumului foarte mare de probleme ce trebuie soluţionate, cît şi datorită caracterului relativ

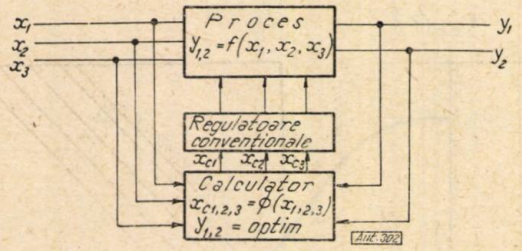


Fig. 4

particular al problemei, ca urmare a dependenţei severe a modului de rezolvare de specificul procesului tehnologic.

De altfel, utilizarea calculatorului electronic în linie cu circuit închis reprezintă etapa finală a unei vaste şi dificile activităţi de proiectare şi cercetare în vederea stabilirii modelului matematic al procesului real în care, ca mijloace de calcul, sînt utilizate tot calculatoarele electronice.

Din practica utilizării în lume a calculatoarelor electronice pentru automatizarea complexă a proceselor chimice se remarcă o etapă intermediară în care calculatorul electronic este utilizat într-o schemă de culegere şi prelucrare a unor date experimentale în vederea stabilirii modelului matematic al procesului pe baza metodelor matematice arătate anterior.

Schema bloc a unei astfel de instalaţii în care se poate distinge o unitate centrală de prelucrare a datelor şi instalaţiile periferice de culegere a datelor este arătată în figura 5.

Unitatea centrală de prelucrare a datelor se compune în principal din următoarele echipamente :

— calculator electronic numeric universal *7* pentru prelucrarea rapidă a informaţiilor, ale cărui viteză şi capacitate de calcul se aleg în funcţie de caracteristicile procesului tehnologic (număr de parametri, viteză de desfăşurare a fenomenelor etc.);

— unitate de memorie externă *8* pentru înmagazinarea informaţiilor voluminoase în vederea prelucrării de către calculator;

— una sau mai multe maşini de scris electrice *9* pentru înregistrarea rezultatelor sau, la cerere, a unor date intermediare;

— repartitor *6* pentru realizarea transferului sincronizat al informaţiei între intrare, calculator, memorie externă şi ieşire.

Instalaţiile periferice de culegere a datelor în vederea prelucrării lor de către calculator se compun în principal din următoarele echipamente :

— una sau mai multe unităţi de ridicat date *1* care realizează explorarea succesivă a parametrilor procesului şi convertirea informaţiei în semnal electric digital; viteza de explorare se alege în funcţie de caracteristicile procesului tehnologic, iar succesiunea de explorare este comandată de către calculator conform unui program stabilit;

— perforator de benzi de hîrtie *3* pentru înregistrarea la cerere a informaţiilor obţinute de la proces.

Este cunoscut faptul că, în majoritatea cazurilor, nu este posibil să se obţină toate informaţiile necesare stabilirii modelului matematic prin măsurări automate în flux, fie datorită lipsei traductoarelor pentru anumiţi parametri fizico-chimici, fie datorită faptului că nu sînt mărimi măsurabile. Astfel, se pot cita anumiţi parametri de calitate ai produselor care, neexistînd traductoare automate, se obţin prin analize de laborator, sau anumite date cu caracter economic care se obţin indirect în urma unor calcule.

Pentru aceste genuri de informaţii, instalaţia periferică de culegere a datelor este prevăzută de obicei cu o centrală telefonică automată *2*, cu un număr corespunzător de posturi telefonice pentru transmiterea datelor de la locurile de obţinere a lor (laboratoare, servicii economico-contabile etc.) la un punct central. Aceste date

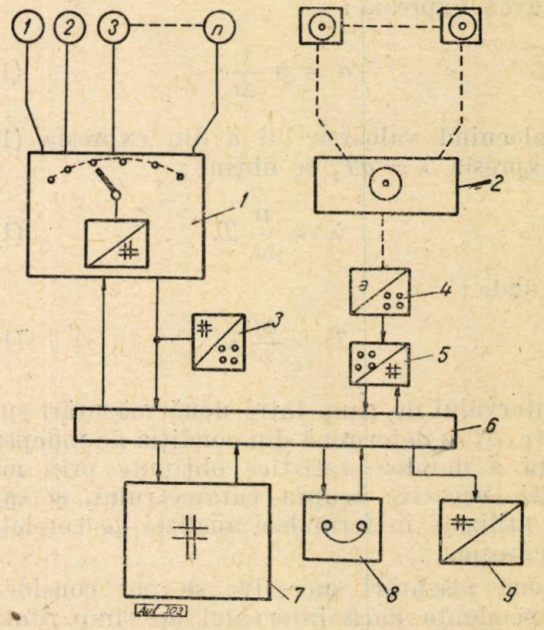


Fig. 5

sînt imprimate pe benzi de hîrtie printr-un imprimator manual *4*, apoi convertite în semnal electric digital printr-un lector de benzi perforate *5* şi apoi transmise la unitatea centrală de prelucrare.

Pe baza unui program bine stabilit, instalaţia electronică de culegere şi prelucrare a informaţiilor din figura 5 rezolvă succesiv următoarele probleme :

a) calculul coeficienţilor de corelaţie între mărimile de ieşire şi toate mărimile caracteristice ale procesului pe baza relaţiei (3) şi eliminarea parametrilor pentru care coeficientul de corelaţie are valori mai mici de 0,3 ;

b) se stabileşte gradul funcţiei de aproximare a modelului matematic ;

c) se determină coeficienţii de regresie de forma (8) pe baza aceloraşi date statistice utilizate la calculul coeficienţilor de corelaţie ;

d) se rezolvă sistemul (8), determinîndu-se coeficienţii modelului matematic.

Atît în cazul analizei de corelaţie, cît şi al analizei de regresie, se utilizează datele statistice obţinute de la proces cu ajutorul unităţii de ridicat date sau prin măsurări manuale.

Numărul de determinări statistice este cel ales pe baza tabelei 2, iar durata cercetării statistice efectuate asupra procesului este cea determinată conform relaţiei (16).

Coeficienţii modelului matematic rezultaţi dintr-o primă determinare se vor reactualiza continuu pentru un timp suficient de lung (de exemplu un an) cu scopul înlăturării erorilor provenite de la perturbaţii de lungă durată ce intervin în desfăşurarea procesului (activitatea catalizatorilor, presiunea barometrică etc.).

Unele aspecte economice

Deşi automatizarea complexă a proceselor chimice duce în general la efecte economice importante, ceea ce justifică în principiu investiţiile relativ mari în echipamentul de automatizare, totuşi problema eficienţei economice a investiţiei trebuie analizată cu foarte multă atenţie de la caz la caz.

În acest sens trebuie arătat faptul că pot exista situaţii cînd, chiar pentru instalaţii cu producţii valorice mari, investiţia în echipamentul de automatizare complexă poate fi nerentabilă, fie ca urmare a unei dimensionări necorespunzătoare a utilajelor tehnologice, fie ca urmare a alegerii unui proces tehnologic neeconomic.

În aceste situaţii, îmbunătăţirile ce pot fi aduse instalaţiei tehnologice sau procesului tehnologic vor duce la efecte economice mult mai mari decît cele care pot fi obţinute prin automatizarea complexă.

Pentru a înlătura ambiguităţile posibile în asemenea situaţii, efectul economic obţinut prin automatizarea complexă se raportează la investiţia totală în instalaţia tehnologică şi nu la producţia valorică realizată.

În figura 6 *a*, *b* sînt indicate nomograme [5] cu ajutorul cărora se poate determina investiţia admisibilă în echipamentul de automatizare complexă în funcţie de investiţia totală

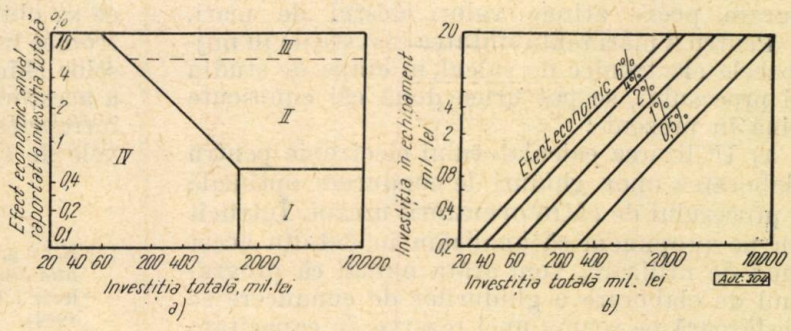


Fig. 6

în instalaţia tehnologică, de efectul economic scontat şi de timpul impus de recuperare a investiţiei.

În figura 6 *a* sînt marcate zonele în care se justifică economic investiţia într-un echipament electronic al cărui cost este de 6 milioane lei, cu timpul de recuperare impus la maximum 2 ani.

Astfel, în zona I investiţia se justifică automat, iar în zona II şi zona III, deşi investiţia se justifică economic, totuşi trebuie făcute studii atente asupra instalaţiei tehnologice în vederea îmbunătăţirii soluţiilor sau capacităţilor.

În zona IV investiţia în echipament nu se justifică economic.

În figura 6 *b* sînt reprezentate nomogramele pentru calculul investiţiei admisibile din punct de vedere economic în echipamentul de automatizare complexă, în funcţie de investiţia totală în instalaţia tehnologică şi de efectul economic scontat, pentru un timp de recuperare a investiţiei în echipamentul electronic impus la mai puţin de 3 ani.

Analizînd cu atenţie figura 6, se poate trage următoarea concluzie generală :

Dacă efectul economic anual obţinut prin introducerea automatizării complexe, raportat la investiţia totală în instalaţia tehnologică, este mai mare de 6%, este un indiciu că pot fi aduse îmbunătăţiri importante instalaţiei tehnologice. Este recomandabil ca printr-un studiu atent al instalaţiei să fie aduse întîi îmbunătăţirile ce rezultă a fi necesare şi numai după aceasta să se treacă la automatizarea complexă.

În cele de mai sus s-au arătat cîteva aspecte ale problemelor legate de justificarea economică a investiţiilor în mijloacele de automatizare complexă.

Dar s-a observat din cuprinsul acestui articol că, înainte de a se trece la automatizarea complexă propriu-zisă, este necesară o etapă pre-

mergătoare, relativ lungă, de studiu al procesului tehnologic, în vederea determinării modelului său matematic.

Volumul mare de calcule necesare de efectuat în această etapă de studiu impune, după cum s-a văzut, utilizarea unor echipamente electronice complicate (fig. 5) al căror preţ de procurare poate atinge valori destul de mari.

Pentru a mări rentabilitatea investiţiei în mijloacele electronice de calcul, în etapa de studiu al procesului, se pot urma două căi cunoscute pînă în prezent :

a) Utilizarea calculatorului electronic pentru elaborarea unor ghiduri de conducere optimală a procesului de către operatorii umani. Întrucît nu ne propunem să analizăm în detaliu acest mod de utilizare, vom arăta numai că programul de elaborare a ghidurilor de conducere se desfăşoară pe seama unei rezerve de capacitate a unităţii centrale de calcul, ceea ce permite executarea sa în paralel cu programul de studiu al procesului tehnologic. Prin elaborarea acestor ghiduri de conducere optimală se pot obţine efecte economice destul de mari, ceea ce asigură în cele mai multe cazuri o recuperare a investiţiei în echipamentul electronic încă din perioada de studiu al proceselor tehnologice.

b) Închirierea pe timp limitat a echipamentului de la un centru de calcul cu dotare avansată în echipament electronic sau de la alte unităţi cu asemenea dotări disponibile.

Alegerea unei căi sau alta depinde de foarte mulţi factori. Remarcăm în unele ţări (în special cele capitaliste) o alegere prioritară a celei de-a doua căi, fără însă să existe certitudinea că aceasta este cea mai avantajoasă din punct de vedere economic.

Dacă se alege o cale sau alta aceasta depinde de condiţiile concrete existente la momentul dat, dar este sigur că avantajele tehnice şi economice, ce se obţin prin utilizarea calculatoarelor electronice în vederea descrierii matematice a proceselor chimice şi apoi a automatizării complexe a acestora, îndreptăţesc o creştere a eforturilor întreprinse în această direcţie de către colectivele de specialişti din ţara noastră.

BIBLIOGRAFIE

[1] Krug, G. K. *Programma otiskaniia algoritma upravleniia dlea slojnîh nestaţionarnîh proţessov* (Avtom. Upravlenie i Vîcisl. Tehnika, vol. **6**, Maşinostroenie, Moscova, 1964).

[2] Berghoff, W. şi Imhof, M. *Über den Einsatz von Optimierungsanlagen.* In : Chemische Technik, nr. 9, 1963.

[3] Borodiuk, V. P. şi Krug, G. K. *Nekotorîe voprosî organizaţii experimenta dlea otiskania matematiceskogo opisaniia tehnologhiceskih proţessov* (Avtom. Upravlenie i Vîcisl. Tehnika, vol. **6**, Maşinostroenie, Moscova, 1964).

[4] Grouda, I. *Analiz regresii dannîh na avtomaticeskoi vicislitelnoi maşine* (Primen. vîci. maşin pri proektirovanii him. proizv., Moscova, 1963).

[5] Williams, T. I. şi Lauher, V. A. *Automatic to-day.* In : Petroleum refiner, nr. 7, 1961.

[6] Harders, H., Heller, G. şi Laurer, R. P. *Erfahrungen bei der optimierenden Steuerung einer petrochemischen Synthese mit einem Prozessrechner.* In : Chemie-Ingenieur-Technik, nr. 6, 1963.

Ing. EM. DUMITRIU şi ing. CECILIA DOBRE

Calculatoarele electronice numerice în industria cimentului

Automatizarea complexă a procesului de producţie a cimentului a fost realizată prin introducerea calculatoarelor electronice, întrucît acestea sînt capabile să culeagă şi să prelucreze rapid un număr însemnat de informaţii din procesul tehnologic şi să emită comenzile necesare elementelor de reglare convenţională în scopul obţinerii unui regim optim de fabricaţie.

Primul calculator electronic numeric, destinat să conducă parţial procesul de producţie într-o fabrică de ciment, a fost instalat în S.U.A. de către firma Riverside Cement Company la fabrica Oro-Grande, California, în anul 1959. Calculatorul este de tip TRW-330 (Thompson Ramo-Wooldridge).

În anul 1962, sistemul de comandă cu calculator a intrat în întregime în funcţiune, realizînd controlul centralizat al parametrilor, controlul operaţiilor de dozare şi amestec al materiilor prime şi optimizarea procesului de ardere la un cuptor de clincher prin controlul buclelor de reglare convenţională.

Schema sistemului de comandă cu calculator utilizat la această fabrică este arătată în figura 1.

Faţă de situaţia anterioară instalării calculatorului s-au obţinut următoarele rezultate mai importante :

— reducerea cu 25% a variaţiilor conţinutului de CaO în amestecul de materii prime ;

— mărirea cu 100% a duratei de funcţionare a căptuşelii cuptorului ;

— reducerea consumului de combustibil cu 4% ;

— îmbunătăţirea calităţii cimentului ;

— creşterea productivităţii ;

— reducerea cheltuielilor de întreţinere.

În figura 2 sînt arătate diagramele de variaţie a unor parametri : temperatura deasupra grătarului, temperatura la ieşirea din răcitor şi conţinutul de O_2 în % pentru cele două regimuri de funcţionare : comandă cu calculator (stînga) şi reglare convenţională (dreapta).

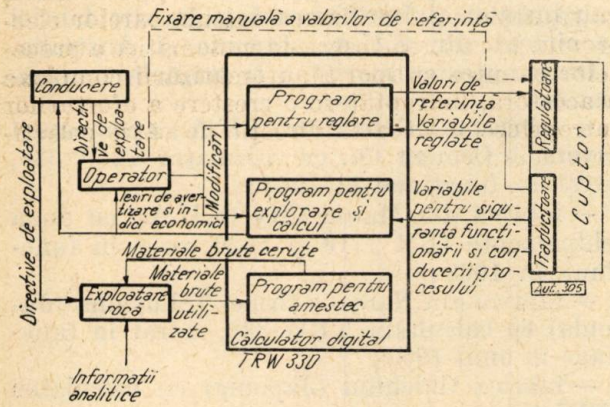


Fig. 1. Schema sistemului de comandă cu calculator.

Experienţa cîştigată şi rezultatele obţinute în utilizarea sistemului de comandă cu calculator, la primul cuptor, au determinat extinderea aplicaţiei lui asupra a încă unui cuptor de clincher de la fabrica Oro-Grande, precum şi prevederea celui de-al doilea calculator de acelaşi tip pentru alte 5 cuptoare ale fabricii.

În anul 1960, firma Portland Cement Company a pus în funcţiune, la fabrica Colton din California, un sistem de comandă, utilizînd un calculator numeric GE-312 (General Electric) pentru două cuptoare de clincher.

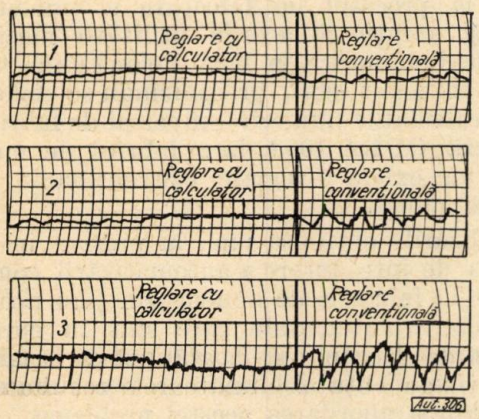


Fig. 2. Diagrame comparative :
1 – temperatura deasupra grătarului ; *2* – temperatura la ieşirea din răcitor ; *3* – conţinutul de oxigen, în procente.

Programul calculatorului permite realizarea a 5 funcţiuni principale în regim normal de funcţionare :

— controlul materiei brute primare ;

— controlul amestecului de materii prime introdus în cuptor ;

— explorarea parametrilor tehnologici importanţi ;

— conducerea funcţionării cuptorului rotativ ;

— afişarea rezultatelor furnizate de calculator.

Primele două funcţiuni sînt realizate în scopul obţinerii unui material de compoziţie chimică dorită, fără variaţii însemnate în conţinutul de oxizi, ceea ce îmbunătăţeşte simţitor condiţiile de ardere a clincherului.

Materialele sînt depozitate prin benzi gravimetrice, sînt analizate întîi individual, sînt dozate în buncăre de amestec, analizate apoi din nou în amestec, corectate din punct de vedere al compoziţiei chimice şi introduse în cuptor. Analiza chimică care urmăreşte stabilirea conţinutului de MgO, SiO_2, Al_2O_3, Fe_2O_3 şi CaO se face automat cu analizoare cu raze X.

După introducerea rezultatelor analizei în calculator, acesta rezolvă un sistem de ecuaţii ale căror soluţii dau proporţiile optime ale com-

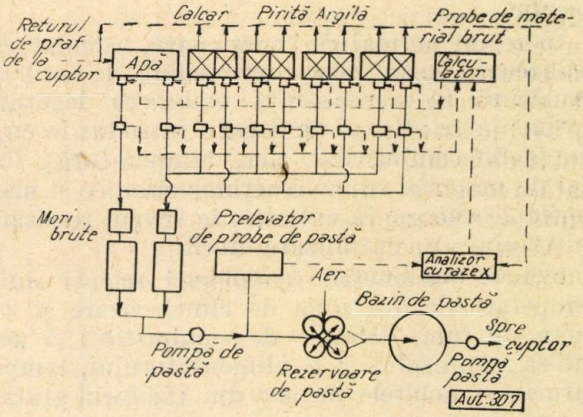


Fig. 3. Schema bloc de utilizare a calculatorului în procesul de dozare a amestecului.

ponentelor de bază, precum şi cantităţile materialelor de corecţie ce se adaugă la amestec (fig. 3).

A treia funcţiune pe care o realizează acest calculator este controlul centralizat al parametrilor tehnologici.

În acest sens se utilizează următoarele categorii de intrări :

— semnale analogice de la traductoarele primare din proces ;

— închidere de contacte pentru avertizarea funcţionării sau nefuncţionării utilajelor şi a situaţiei de avarii ;

— semnale numerice de la contoarele de energie, dozatoarele de materiale etc., precum şi semnale numerice de la pupitrul de intrare al calculatorului.

O maşină automată de scris afişează valorile momentane ale parametrilor exploraţi şi, în mod distinct, abaterile de la valorile stabilite ale acestor parametri.

A patra funcţiune a calculatorului constă în optimizarea procesului de ardere în cuptoarele de clincher. Această funcţiune o realizează calculatorul după două programe de lucru diferite, corespunzătoare întîi regimului de pornire a cuptorului şi apoi regimului normal de funcţionare.

Optimizarea procesului de ardere cu calculator se realizează în sistem „on-line".

În prima situaţie, calculatorul controlează şi comandă, prin intermediul buclelor închise de reglare convenţională, aducerea treptată a cuptorului la regimul normal de funcţionare corespunzător capacităţii nominale de producţie.

Această operaţie este efectuată în condiţii deosebite, realizîndu-se o corelare optimă între dinamica de creştere în timp a temperaturilor în cuptor, viteza de rotaţie a cuptorului şi cea a alimentatorului de făină.

Calculatorul controlează şi stabileşte măsurile adecvate în cazul în care unul dintre parametrii tehnologici are alte tendinţe de variaţie decît cele stabilite în programul de comandă a procesului.

În regim normal de funcţionare, calculatorul realizează optimizarea procesului de ardere, urmărind în permanenţă stabilirea legăturii optime între : fluxul de energie introdus în cuptor (debit combustibil, aer, temperatură), fluxul de material supus reacţiilor chimice şi pierderile de energie în exterior, în scopul realizării criteriului de optimizare dorit.

Printre parametrii tehnologici reglaţi sînt : temperaturile din zona de clincherizare şi camera de fum, debitele de combustibil şi aer, viteza cuptorului şi a alimentatorului, temperaturile şi debitele de aer din răcitorul grătar.

Ultima funcţiune a calculatorului, afişarea rezultatelor prelucrate de acesta, se face prin două maşini automate de scris (în afara celei care deserveşte controlul centralizat).

Una dintre ele întocmeşte zilnic jurnalul de producţie care conţine date referitoare la cantităţile de materiale, energiile consumate, tonele de producţie, timpii de funcţionare etc.

A doua maşină realizează jurnalul de laborator care conţine rezultatele analizelor chimice de material, rezultatele calculelor efectuate de calculator privind ecuaţiile de compoziţie chimică, cantităţile de materiale brute şi de corecţie dozate.

Instalaţia permite şi utilizarea calculatorului în exclusivitate pentru controlul centralizat, în care caz stabilirea mărimilor de referinţă a regulatoarelor rămîne la latitudinea operatorului.

După o funcţionare de mai mult de un an rezultatele obţinute au fost estimate de firma Portland Cement Company astfel :

— o creştere de producţie de 5—10%;
— economii de combustibil de 5—10%;
— economii de materie primă pentru aceeaşi producţie finită pînă la 5%;
— mărirea duratei de lucru a căptuşelii;
— calitatea mai bună a produsului.

În afara celor arătate anterior, sisteme de comandă cu calculatoare numerice, ale căror programe sînt în general similare celor prezentate, s-au instalat şi funcţionează şi în alte fabrici de ciment din S.U.A., Japonia şi Australia.

Dintre acestea merită a fi semnalate următoarele :

— fabrica din Crestmore (S.U.A.) a companiei Riverside Cement Co. cu calculator TRW-330, intrat în funcţiune în 1964;
— fabrica din Mason City (S.U.A.) cu două echipamente IBM 1710 şi 1620, puse în funcţiune în 1963;
— fabrica din Nanyo a firmei Tokuyama (Japonia) cu calculator TRW-330, intrat în funcţiune în anul 1963;
— fabrica Chichibu (Japonia) cu calculator TRW-330;
— fabrica Sausern Portland Cement (Australia) cu calculator Elliott Automation.

Studii şi încercări pentru folosirea calculatoarelor numerice în sistemele de comandă a proceselor tehnologice din fabricile de ciment au fost făcute şi în alte ţări şi rezultatele obţinute pînă în prezent au dus la intensificarea acestei activităţi.

În U.R.S.S. se prevede punerea în funcţiune a unui calculator Dnepr la fabrica de ciment cu procedeu umed P.A. Iudin din Sebriakov. Studiile întreprinse au fost axate îndeosebi pe exprimarea matematică a caracteristicilor procesului, pe calculul algoritmului sistemului de comandă şi pe alegerea şi adaptarea calculatorului la procesul de fabricare a cimentului. Aceeaşi atenţie se acordă utilizării maşinilor de calcul numerice în R.P. Polonă unde se fac studii în acest sens, preconizîndu-se folosirea unui calculator numeric universal de fabricaţie poloneză, ODRA 1003, la o fabrică de ciment unde va exista o reglare convenţională bine pusă la punct.

Realizările obţinute pînă în prezent în activitatea de introducere a automatizării convenţionale la fabricile de ciment din ţara noastră, lucrările experimentale care sînt în curs de desfăşurare la cuptorul de 800 t/zi de la fabrica Fieni, experienţa dobîndită în acest domeniu, fac posibilă abordarea acestei probleme.

Aplicarea calculatoarelor în industria noastră de ciment se impune din următoarele considerente :

— Fabricile de ciment din ţara noastră sînt de proporţii şi capacităţi comparabile cu fabricile din străinătate arătate mai sus. Astfel, fabrica de ciment Bîrseşti va avea în etapa a II-a 6 cuptoare cu o producţie totală de ciment de 1 920 000 t/an şi va fi înzestrată cu o tehnologie modernă şi utilaj de tehnicitate ridicată.

— Problemele tehnologice principale, care au fost rezolvate prin utilizarea calculatorului electronic de către firmele cu experienţă în acest domeniu, există şi în industria cimentului din ţara noastră. Dintre acestea amintim:

a) Îmbunătăţirea procesului de ardere în cuptoarele de clincher prin menţinerea unui regim termodinamic optim stabil în cazul unui proces cu constante de timp de valori foarte diferite şi cu un complex de parametri tehnologici strîns legaţi între ei.

Rezolvarea acestei probleme va duce la mărirea duratei de lucru a căptuşelii şi implicit la micşorarea timpului de întrerupere, la reducerea consumului de combustibil, la îmbunătăţirea calităţii clincherului etc.

b) Îmbunătăţirea dozării materiilor prime prin menţinerea unei compoziţii constante corespunzătoare reţetei de fabricaţie dorite.

c) Obţinerea diferitelor informaţii despre proces şi prelucrarea lor în scopul observării şi studierii fenomenelor ce au loc în procesul tehnologic şi al prevenirii operatorului cînd unii parametri au ieşit din limitele admisibile.

d) Rezolvarea problemei programării transportului producţiei de ciment de la locurile de fabricaţie la locurile de desfacere, la nivelul întregii industrii de ciment. Din studiile întreprinse de Institutul de cercetări transporturi şi telecomunicaţii reiese că rezolvarea optimă a acestei probleme, numai în cazul a două sorturi de ciment, poate aduce economii estimate la cifra de 325 000 lei lunar.

Calculatorul ar urma să realizeze deci în fază finală următoarele funcţiuni:

— conducerea optimă a cuptoarelor de clincher după un program stabilit iniţial pe baza criteriului de optimizare ales;

— controlul centralizat al principalilor parametri tehnologici cu semnalizarea ieşirilor din limită;

— calcule legate de dozarea şi proporţionarea materiilor prime, conform reţetei de fabricaţie;

— calcule privind programarea optimă a transportului pe C.F.R.;

— calcule periodice legate de problemele economice de producţie a fabricii şi calcule tehnico-ştiinţifice de interes general pentru M.I.C.

Realizarea funcţiunilor arătate mai sus necesită studii şi experimentări premergătoare legate de procesul tehnologic, de realizarea şi punerea la punct a reglării convenţionale, de modelarea procesului etc.

Astfel, pentru crearea modelului matematic necesar stabilirii programului de comandă trebuie cunoscute ecuaţiile proceselor chimice şi termodinamice care au loc în cuptor.

La studierea proceselor din cuptor trebuie avute în vedere următoarele reacţii:

— reacţia exotermă de ardere a combustibilului;

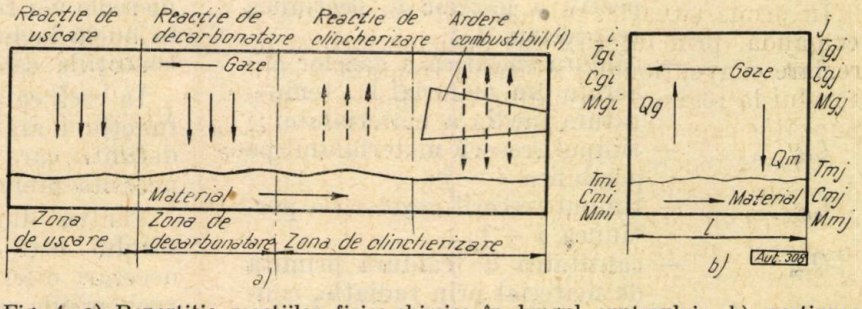


Fig. 4. a) Repartiţia reacţiilor fizico-chimice în lungul cuptorului; b) porţiunea elementară $i - j$ din cuptor.

— reacţia exotermă de formare a clincherului (zona de clincherizare);

— reacţia endotermă de evaporare a apei din amestecul de materii prime (zona de uscare);

— reacţia endotermă de descompunere a CO_3Ca în CO_2 şi CaO (zona de decarbonatare).

Repartiţia acestor reacţii în lungul cuptorului este arătată în figura 4 *a*. Astfel scrierea ecuaţiilor întregului proces poate fi făcută pe baza împărţirii cuptorului în mai multe porţiuni scurte pentru care să se stabilească ecuaţiile diferenţiale respective, rezultate din bilanţul de energie termică pe porţiunea considerată.

Astfel, de exemplu pentru o porţiune limitată $-dl-$ a cuptorului, în care considerăm că reacţia de evaporare a apei este terminată, iar cea de decarbonatare neîncepută, cuprinsă între două secţiuni i şi j (fig. 4 *b*), ecuaţia bilanţului de energie calorică pentru material la trecerea din secţiunea i în secţiunea j se exprimă:

$$M_{mj}\,C_{mj}\,T_{mj} - M_{mi}\,C_{mi}\,T_{mi} = Q_{rm} - (M_{mj} - M_{mj})\,C_{md} - (M_{mi} - M_{mj})\,C_{md}\left(\frac{T_i + T_j}{2}\right) - t_{mij}\,\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{M_{mi}\,C_{mi}\,T_{mi} + M_{mj}\,C_{mj}\,T_{mj}}{2}\right). \quad (1)$$

Analog, ecuaţia bilanţului de energie termică pentru gaze se exprimă:

$$M_{gi}\,C_{gi}\,T_{gi} - M_{gj}\,C_{gj}\,T_{gj} = -\,Q_{rg} + (M_{mi} - M_{mj})\,C_{md}\left(\frac{T_i + T_j}{2}\right) - t_{gij}\,\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{M_{gi}\,C_{gi}\,T_{gi} + M_{gj}\,C_{gj}\,T_{gj}}{2}\right), \quad (2)$$

în care :

M_m şi M_g — cantitatea de material, respectiv gaze, ce trece prin secţiunea respectivă, kg/min ;

C_m şi C_g — căldura specifică a materialului, respectiv a gazelor, kcal/kg°C ;

T_m şi T_g — temperatura materialului, respectiv a gazelor în secţiunea respectivă, °C ;

C_{md} — căldura specifică a gazelor eliberate din material la temperatura medie a materialului ;

t_{mij} — timpul trecerii materialului pe porţiunea $i - j$;

t_{gij} — timpul trecerii gazelor pe porţiunea $i - j$;

Q_{rm} — cantitatea de căldură primită de material prin radiaţie, convecţie şi conductibilitate ;

Q_{rg} — cantitatea de căldură cedată de gaze materialului pe porţiunea $i - j$. Aceste mărimi se referă numai la fluxurile de căldură ce circulă pe direcţii radiale.

Deoarece viteza de curgere a gazului este mult mai mare ca aceea a materialului (200 : 1) timpul t_{gij} este mic şi deci ultimul termen al ecuaţiei (2) poate fi neglijat.

Timpul t_{mij} de trecere a materialului pe porţiunea $i - j$, de lungime l, rezultă din exprimarea vitezei de deplasare a acestuia :

$$V = Kn\,\pi D\alpha,$$

în care : n este turaţia cuptorului, D — diametrul interior util, α — înclinarea cuptorului, şi K — un coeficient adimensional ;

$$t_{mij} = \frac{l}{Kn\,\pi\,D\alpha}.$$

Nu s-au luat în considerare, întrucît sînt neglijabile, conducţia de căldură longitudinală în căptuşeala cuptorului, conducţia longitudinală în stratul de material şi radiaţia termică de la o porţiune la alta.

Rezolvarea acestor ecuaţii, scrise pentru porţiunile considerate, este necesară pentru elaborarea modelului matematic al procesului de ardere, care va fi apoi introdus în memoria maşinii sistemului de comandă.

Erorile datorite unei oarecare imprecizii a metodei vor fi eliminate prin reglarea automată în buclă închisă, care va anula abaterile dintre condiţiile calculate şi cele reale.

În ceea ce priveşte realizarea celei de-a doua funcţiuni arătate mai sus, vor trebui stabiliţi definitiv care parametri vor fi explorati şi care necesită prelucrări şi ce anume.

Pentru dimensionarea şi alegerea calculatorului este necesară determinarea timpilor necesari diferitelor prelucrări de date. Printre prelucrările curente care vor fi efectuate de calculator sînt :

— corectarea valorilor de debit în funcţie de presiune şi temperatură după relaţia : $Q = K\sqrt{\frac{p\cdot\Delta p}{T}}$, în care cu p s-a notat presiunea şi cu T temperatura ;

— contorizări de date (debite, fluide, cantităţi materiale granulare, timpi etc.) după relaţia : $D = D_0 + (D_1 + D_2)\frac{\Delta t}{2}$, în care D_0 este valoarea iniţială, D_1 şi D_2 — două valori măsurate succesive, şi Δt — timpul între două măsurări ;

— controlul de limite care necesită ca operaţii matematice scăderi ;

— liniarizările unor semnale de ieşire ale traductoarelor.

Calculele legate de stabilirea proporţiilor de materii prime, în vederea elaborării reţetei dorite, constau în rezolvarea unui sistem de ecuaţii rezultat din compararea analizei dorite cu cea reală a produsului finit. Clincherul reprezintă un sistem eterogen de minerale care au la bază următorii oxizi : CaO, SiO_2, Al_2O_3, Fe_2O_3 şi

Tabela 1

Producător	General Electric		Librascop. Div. Gen. Inc.	TRW – Computer Company		IBM	U.R.S.S.
Tipul maşinii	GE–312	G–314	L–500	TRW–330	TRW–340	IBM 1710	DNEPR
Capacitatea minimă a memoriei (cuv.)	8 000	16 384	4 096	4 000	8 000	–	–
Capacitatea maximă (cuv.)	54 000	57 344	4 096	100 000	100 000	–	–
Timpul mediu, μs	6 250	8 300	8 300	8 300	8 300	–	–
Lungimea cuvîntului	19	19	30	28	28	variabilă	–
Preţul aproximativ, dolari	100 000 450 000	150 000 750 000	84 500	225 000	–	75 000	–

Mg O şi care intră în anumite proporţii bine stabilite.

Aceste minerale rezultă din transformările pe care le suferă materia primă — calcarul ($CaCO_3$), argila ($Al_2O_3 \cdot 2\,SiO_2 \cdot 2H_2O$), zgura de furnal (CaO), pirita (Fe_2O_3) etc. — supusă reacţiilor care au loc în diferitele zone din cuptor.

Sistemul de ecuaţii care va fi rezolvat de calculator va avea forma:

$$P_1^k \cdot dQ_1 + P_2^k \cdot dQ_2 + \cdots + P_n^k \cdot dQ_n = dCk,$$

în care dQ_1, $dQ_2 \ldots dQ_n$ reprezintă variaţiile cantităţilor de materiale prime introduse în cuptor pentru obţinerea variaţiei dC_k a componentului K în compoziţia produsului final.

P_i^k reprezintă procentul componentului k în minereul i.

În general, programul de calcul constă în rezolvarea unui sistem de cinci ecuaţii cu cinci necunoscute, soluţiile rezultate reprezentînd în final cantităţile de materiale corective ce trebuie adăugate amestecului brut.

În studiul întocmit de I.P.A. asupra oportunităţii utilizării calculatorului în industria cimentului din ţara noastră se arată că este indicată, într-o primă etapă, introducerea unui calculator numeric de capacitatea şi performanţele calculatorului TRW-330, într-un sistem de comandă care să realizeze în final programul arătat mai sus pentru două linii de producţie, la noua fabrică de ciment Bîrseşti.

Calculele de programare a transportorului cimentului, precum şi unele calcule de interes general vor putea fi executate imediat după punerea sa în funcţiune.

În tabela 1 sînt prezentate cîteva caracteristici ale calculatoarelor electronice utilizate pînă în prezent în industria cimentului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Romig, I. R., Morton, W. R. şi Phillips, R. A. *Making cement with a computer control system.* I.F.A.C., Basel, 1963.

[2] Sauer, J. W., Weeks, L. W., Fleeman şi Kaiser, V. A. *Riverside puts klin under closed — loop computer control.* In: Pit and Quarry, nr. 7, 1962, p. 152—166.

[3] Lane, J. W. *Dusting human error, computers boost kiln output decrease costs.* In: Rock Products, nr. 9, 1962, p. 99—104, 124.

[4] Vaughn, A., Kaiser şi Yoichi Schioya. *Computer controls two kilns at Japanese cement plant.* In: Rock Products, nr. 2, 1964, p. 88—95.

[5] *Industry news — Northwestern states computer controlled kiln in operation.* In: Rock Products, nr. 3, 1964, p. 122.

[6] Sherwood, P. *Automating maintenance functions of cement plants.* In: Pit and Quarry, nr. 7, 1964, p. 117—119.

[7] *Avtomatizaţia vrasciaiusciaia peci dlia abjiga ţementova clinchera posredstvom prastovo modeliiruiuşcevo vicislitelnovo ustroistva.* I.F.A.C., Moscova,1960.

[8] *Les calculateurs numériques industriels.* In: Automation, nr. 81, septembrie 1964, p. 177—180 şi nr. 82, noiembrie 1964, p. 219—226.

Ing. S. SCHÄCHTER, ing. N. COSTAKE, ing. G. IANCULESCU şi ing. I. S. LAZĂR

Experimentarea unui echipament de automatizare complexă la o coloană de distilare

1. Introducerea echipamentelor de automatizare complexă reprezintă o acţiune actuală, importantă pentru creşterea nivelului de automatizare a agregatelor şi a instalaţiilor. În vederea realizării instalaţiilor de automatizare complexă, la I.I.S. Automatica şi apoi la I.P.A. un colectiv a început lucrări legate atît de automatizarea complexă a unor procese cu ajutorul calculatoarelor universale, cît şi de realizarea unei instalaţii de automatizare complexă a unei coloane de rafinare cu ajutorul unui dispozitiv electronic specializat, un optimizator numeric.

2. Spre deosebire de o instalaţie tehnologică complexă (o linie de fabricaţie, o unitate economică în ansamblu etc.), un agregat tehnologic prezintă unele aspecte deosebite din punct de vedere al instalaţiilor de automatizare, şi anume:

— existenţa unui număr redus de mărimi de comandă şi de perturbaţii importante;

— posibilitatea conducerii optime prin metoda optimizării directe, adică prin testări succesive.

În figura 1 se prezintă schema funcţională a unui astfel de obiect al automatizării. Sarcina automatizării convenţionale constă în menţinerea anumitor mărimi $Xe_1 \ldots Xe_r$, denumite mărimi de ieşire, la valori constante şi egale cu valorile prescrise $Xi_1 \ldots Xi_r$ atunci cînd obiectul este supus acţiunii unor mărimi perturbatoare $Xp_1 \ldots Xp_k$, variabile în timp şi necontrolabile. Această sarcină se realizează cu ajutorul regulatoarelor $R_1 \ldots R_r$ care acţionează

asupra mărimilor de execuţie $Xm_1 \dots Xm_r$, astfel încît să compenseze efectul variaţiei mărimilor perturbatoare. Stabilizarea mărimilor de ieşire $Xe_1 \dots Xe_r$ la valori prescrise $Xi_1 \dots Xi_r$ nu reprezintă în genere situaţia care asigură re-

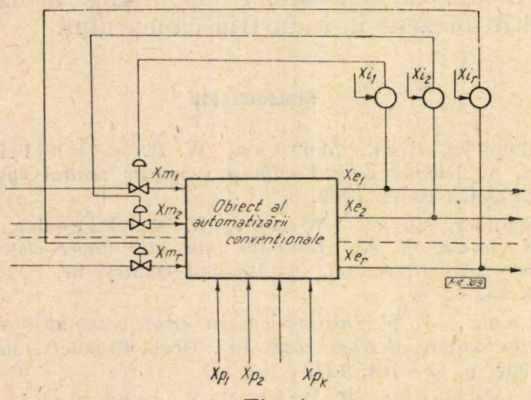


Fig. 1

gimul optim de funcţionare a agregatului. Regimul optim este caracterizat de menţinerea la o valoare optimă a unui indice tehnico-economic — funcţie caracteristică — cum ar fi beneficiul, randamentul, preţul de cost etc. Funcţia caracteristică F este definită atît funcţie de mărimile de ieşire, cît şi de cele de intrare (de comandă şi perturbatoare):

$$F = F(Xe_1 \dots Xe_r,\ Xm_1 \dots Xm_r,\ Xp_1 \dots Xp_k).$$

Sarcina optimizării constă în menţinerea valorii extremale a funcţiei F în condiţiile variaţiei mărimilor perturbatoare, modificînd în mod corespunzător valorile mărimilor de ieşire.

În figura 2 este prezentată schema funcţională a unui sistem de automatizare complexă

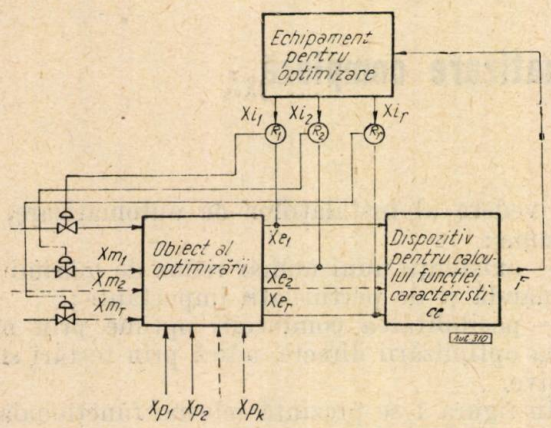


Fig. 2

urmărind optimizarea funcţionării unui obiect tehnologic cu proces continuu. Optimizarea se realizează cu ajutorul unui dispozitiv necesar calculului mărimii F şi al unui echipament de prelucrare care caută să menţină valoarea lui F în jurul unui extrem. În cazul în care optimizarea se realizează prin metoda directă, echipamentul de optimizare are în general o construcţie mai simplă, comparativ cu un calculator numeric universal, executînd acţiunea de optimizare conform unei anumite tactici.

În cazul optimizării prin metoda directă, obţinerea unei eficienţe economice ca rezultat este condiţionată de o serie de factori, dintre care amintim:

— existenţa unei rezerve de optimizare a obiectului automatizat convenţional. Funcţia caracteristică F are o valoare medie în timp F_0 în jurul valorii optime (extremale), realizată de automatizarea convenţională supusă efectului perturbaţiilor. În cazul în care diferenţa $F = F_0 - F_{extr}$ este importantă, aceasta indică existenţa unei rezerve de optimizare a obiectului automatizat convenţional;

— existenţa unui număr relativ redus de mărimi de comandă cu ajutorul cărora să se poată modifica funcţia F către valoarea extremală;

— existenţa unui număr redus de mărimi perturbatoare ale căror variaţii în timp să se facă cu o perioadă mult mai mare (de 5—10 ori), faţă de durata regimurilor tranzitorii pe canalele de comandă $X_i \rightarrow F$ ale obiectului de optimizat.

O analiză a dispozitivelor de optimizare duce la necesitatea realizării echipamentelor specializate cu program cablat din motive de simplificare constructivă. Studiile preliminare asupra acestor echipamente au arătat că, dintre tacticile de optimizare cunoscute, cea mai adaptată condiţiilor industriale de utilizare şi realizare este tactica variaţiilor succesive, completată cu posibilitatea de menţinere automată a punctului de funcţionare în cadrul unui domeniu limitat. Siguranţa în funcţionare necesară funcţionării în linie a dus spre o soluţie tranzistorizată.

3. Obiectivele principale ale acestei prime experimentări în domeniul automatizării complexe au fost definirea problematicii legate de acest tip de acţiuni, caracteristicile care trebuie urmărite în alegerea obiectului optimizării, etapele de lucru ce trebuie observate şi, în special, definirea caracteristicilor echipamentului de optimizare.

Alegerea unei coloane de distilare a ţiţeiului ca prim obiectiv a fost motivată de indicaţiile existente în literatură cu privire la realizarea unor astfel de instalaţii şi de importanţa acestor agregate pentru industria noastră. Alegerea concretă a obiectului — o coloană dintr-o rafinărie — nu a fost dictată de considerente tehnice, ci de natură organizatorică (apropiata dotare cu aparatură convenţională, construcţia unei case AMC, existenţa în general a unor lucrări de cercetare la această rafinărie). Deşi unele avizări ulterioare au arătat îndoieli cu privire la alegerea acestui obiectiv (datorită nivelului tehnologic relativ scăzut şi a apara-

turii de automatizare convenţională incompletă), totuşi M.I.P. a menţinut obiectul. Coloana respectivă constituie un utilaj intrat în exploatare înainte de 1940, supradimensionat pentru regimul de funcţionare actual. (O analiză tehnologică efectuată în 1964 de Institutul petrochim a constatat că coloana este prevăzută cu un număr de 42 talere, în timp ce, pentru fracţia dorită de 80—115°C, ar fi suficiente doar 18 talere.) Se poate deduce că rezerva de optimizare pentru procesul tehnologic respectiv este relativ redusă, iar funcţionarea actuală sub capacitatea nominală se datoreşte lipsei de materie primă care impune un debit scăzut în funcţionare.

Coloana era dotată numai cu aparatură de măsură şi exista un proiect de dotare cu aparatură de automatizare convenţională. S-a completat acest proiect cu un număr de aparate care să permită cuplarea optimizatorului. Drept echipament de automatizare complexă a fost elaborat un optimizator numeric cu funcţionare iterativă.

În figura 3 este prezentată schema de automatizare complexă realizată la această instalaţie.

Optimizatorul acţionează asupra a două mărimi de comandă, respectiv debitul de abur la bază şi debitul de reflux la vîrf, prin intermediul mărimilor prescrise Xi_1 şi Xi_2, cu scopul de a menţine debitul de produs de vîrf (funcţia caracteristică) la o valoare maximă, adică în scopul obţinerii unei eficienţe de distilare maximă a coloanei. Drept criteriu de calitate a distilării a fost aleasă temperatura de la vîrful coloanei, care reprezintă semnalul de limitare introdus în optimizator. Mărimea perturbatoare cea mai importantă este variaţia conţinutului fracţie produs de vîrf (80 — 120°C), introdusă în coloană. Optimizatorul trebuie să ajusteze automat valorile prescrise Xi_1 şi Xi_2, cu respectarea criteriului de calitate X_L, astfel încît să se obţină un debit de produs de vîrf (produsul principal) cît mai mare. Limitările indicate mai sus în realizarea schemei de automatizare nu au permis introducerea unui analizor de calitate a produsului de vîrf; bucla de reglare a debitului de reflux a fost realizată prin combinarea unui traductor pneumatic de presiune diferenţială, un convertor P/I şi un potenţiometru electronic, iar comanda la distanţă a mărimilor prescrise a fost realizată cu un sistem improvizat de roţi dinţate de precizie redusă; aparatele de automatizare au fost, în majoritate, de tip vechi, cu precizie şi siguranţă în funcţionare redusă, ridicînd probleme dificile de întreţinere.

4. Experimentările au început prin determinarea modelului matematic al coloanei; s-au înregistrat valorile diferiţilor parametri, s-au determinat pe un calculator electronic coeficienţii de corelaţie şi s-a efectuat analiza de regresie în vederea stabilirii modelului. Rezultatele obţinute au sugerat posibilitatea optimizării, avînd însă un caracter informativ, deoarece coloana, nefiind automatizată convenţional, a fost caracterizată prin fluctuaţii importante ale parametrilor. După dotarea cu aparatură de automatizare convenţională s-au efectuat măsurări de determinare a dinamicii obiectului şi a caracteristicilor de variaţie în timp a perturbaţiilor; în acelaşi scop s-a încercat şi o modelare pe calculator analogic. Rezultatele obţinute au permis introducerea unor modificări tehnologice în circuitele de alimentare şi recirculaţie ale coloanei şi determinarea parametrilor de acordare ai optimizatorului. S-a constatat că, în general, răspunsurile temperaturii de vîrf au fost normale; în schimb, în anumite regimuri de funcţionare, debitul de ieşire a fost influenţat de comenzi în mod normal, iar în altele s-a dovedit practic independent de comenzi, fără a se putea da o explicaţie a acestei comportări. Aceasta a dus la necesitatea analizei tehnologice a coloanei realizate ulterior de Petrochim.

Optimizatorul numeric elaborat reprezintă o concepţie originală. El a fost realizat iniţial în laboratoarele institutului sub forma unui model

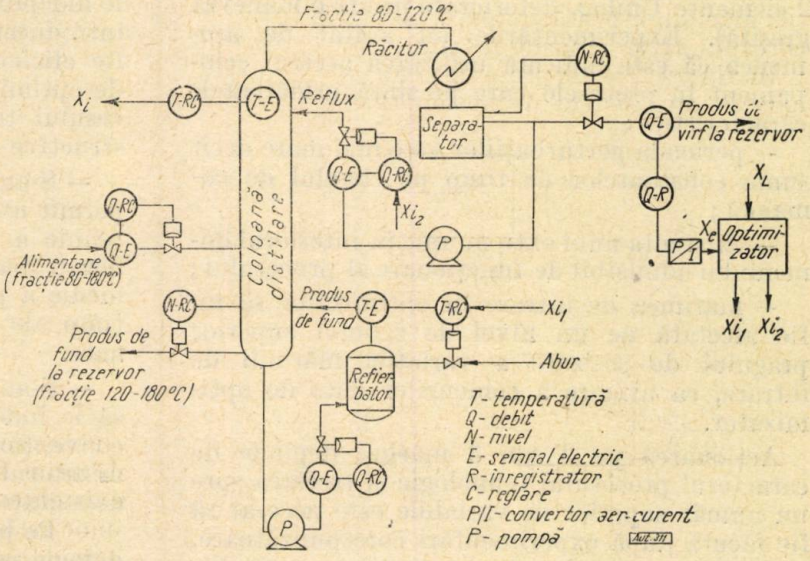


Fig. 3

experimental ce a funcţionat un timp în instalaţie. Ulterior, pe baza rezultatelor obţinute, s-a realizat un prototip la U.E.M., echipament care a fost introdus în instalaţie. Optimizatorul realizează operaţia de căutare automată a optimului (maxim sau minim) prin metoda

variaţiilor succesive, supraveghind totodată ca procesul să fie menţinut într-un domeniu de funcţionare admisibil (limitare tehnologică şi limitare de protecţie). Optimizatorul cuprinde patru blocuri principale : convertor analog-numeric, bloc tactic, bloc de comandă şi bloc de acţionare a mărimilor de referinţă a regulatoarelor. Mărimile de intrare sînt : mărimea de intrare (semnal analogic 0—10 V), mărimi de limitare tehnologică (un semnal analogic 0—10 V sau 2 semnale discrete 0/—24 V) şi mărimi de limitare de protecţie (3 semnale discrete 0/—24 V). Mărimile de ieşire sînt 2 sau 3 (acţionarea micromotoarelor reversibile ce modifică mărimile de referinţă ale regulatoarelor). Programul cablat al optimizatorului permite căutarea automată a maximului sau minimului, iar amplitudinea paşilor de comandă poate fi fixă sau variabilă, funcţie de depărtarea de punctul optim (1—6 trepte de distanţă, fiecare cu 1—10 unităţi de amplitudine pas, toate programabile); amplitudinea paşilor de comandă este programabilă independent pentru fiecare mărime de ieşire, iar perioada de aşteptare între 2 comenzi este programabilă în 3 game (în fiecare gamă sînt 10 trepte) de la 1,6 la 28 s. Optimizatorul este complet tranzistorizat, realizat cu elemente Unilog tip A.

Experimentările cu acest prototip au arătat o funcţionare corectă, conform tacticii alese şi siguranţă bună în funcţionare (în peste 1 000 ore de funcţionare nu s-a constatat nici o defecţiune, singura intervenţie necesară fiind înlocuirea a 2 elemente Unilog, deteriorate printr-o manevră greşită). Experimentările au arătat de asemenea că este indicată utilizarea acestui echipament în procesele care prezintă următoarele caracteristici :

— perioada perturbaţiilor este mai mare decît suma constantelor de timp pe canalul de comandă;

— existenţa unui extrem unic în interiorul domeniului admisibil de funcţionare al procesului;

— mărimea de intrare în optimizator să nu fie afectată de un nivel de zgomot superior pragului de sesizare a variaţiei mărimii de intrare, ca urmare a comenzilor date de optimizator.

Acţionarea pe 2 sau 3 mărimi depinde de caracterul procesului tehnologic şi trecerea spre un număr superior de variabile este necesar să fie făcută după experimentări corespunzătoare.

Studierea instalaţiei automatizate complex s-a realizat în cadrul a 5 perioade de teste, realizate în condiţii de complexitate şi durată diferite. Aceste teste au urmărit comportarea echipamentului şi efectul său asupra coloanei. Drept criteriu de comportare s-a luat urmărirea executării tacticii pe baza informaţiilor primite de către echipament, iar drept criteriu al efectului asupra instalaţiei, compararea comportării coloanei conduse de optimizator şi fără conducerea acestuia. Echipamentul de optimizare a elaborat comenzi conforme tacticii, dar în ceea ce priveşte efectul asupra instalaţiei, unele teste au arătat oarecare efecte favorabile, altele au indicat o eficacitate puţin inferioară în cazul conducerii cu optimizatorul. Necorespondenţa dintre necesităţile tehnologice şi comenzile (corecte faţă de intrări) date de optimizator, datorită suprapunerii probabile a unor perturbaţii rapide, nu au permis obţinerea unor rezultate concludente în această direcţie; insuficienta cunoaştere tehnologică a obiectului, unele dificultăţi în funcţionarea aparaturii de automatizare convenţională, au condiţionat acest rezultat.

5. Rezultatele concrete ale acestei acţiuni pot fi rezumate în următoarele :

— S-a elaborat un echipament specializat pentru optimizarea funcţionării unui agregat, un optimizator numeric care poate comanda pînă la 3 variabile. Echipamentul a fost construit cu elemente de comutaţie statică asimilate în ţară. S-a verificat funcţionarea de durată a acestui echipament. Optimizatorul numeric elaborat, care a trecut printr-o etapă de verificare, are îndeplinite condiţiile pentru a fi introdus în asimilare industrială.

Echipamentul elaborat, deşi a fost construit şi experimentat în cadrul acestei lucrări, are un caracter general, permiţînd adaptarea sa la agregate industriale cu parametri dinamici diferiţi.

— S-au precizat condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească un agregat tehnologic pentru ca introducerea unui echipament de optimizare să fie eficientă. S-a precizat importanţa rezervei de optimizare, a cunoaşterii aprofundate a procesului tehnologic şi a particularităţilor constructive ale agregatului.

— S-au precizat parametrii procesului care permit utilizarea cu succes din punct de vedere tehnic a unui optimizator de tipul celui elaborat. S-a precizat raportul admis între perioada medie a perturbaţiilor şi suma constantelor de timp ale procesului pe fiecare canal de acţionare.

— S-au precizat condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească aparatura de automatizare convenţională pentru a permite cuplarea optimizatorului. S-au arătat cerinţele de precizie, necesitatea aparatelor de analiză a calităţii etc.

— Pe baza acestei acţiuni s-a definit o metodologie pentru introducerea automatizării complexe la un agregat. S-au precizat etapele de lucru şi forma organizatorică cea mai adecvată.

În afara acestor aspecte pozitive, acţiunea a avut şi un număr de aspecte negative, şi anume :

— Nu a fost cunoscut suficient obiectul experimentării. Astfel măsurările iniţiale, realizate fără aparatura de automatizare convenţională, au fost neconcludente. Nu s-a deter-

minat în mod corespunzător rezerva de optimizare. Nu au fost cunoscute corespunzător perturbaţiile şi răspunsurile coloanei pe diferitele canale. Această necunoaştere a dus la imposibilitatea protejării optimizatorului de informaţii greşite, informaţii care au dus uneori la comenzi greşite din partea acestuia.

— Nu s-au putut trage concluzii asupra eficienţei introducerii optimizatorului numeric pentru conducerea coloanelor de acest tip. Coloana fiind supradimensionată, aparatura de automatizare convenţională nefiind utilizată corect şi complet, rezerva de optimizare nu a putut fi stabilită. Rezultatele experimentării, deformate uneori şi de comenzile necorespunzătoare ale optimizatorului în raport cu perturbaţiile procesului, au fost neconcludente din acest punct de vedere.

— Nu s-au putut determina toate posibilităţile şi limitările optimizatorului elaborat. Astfel nu a putut fi verificată eficienţa comenzii pe 3 variabile. Deşi optimizatorul ca aparat a fost verificat în mod corespunzător, cuplarea sa în instalaţie şi implicaţiile legate de această acţiune urmează încă a fi precizate.

6. Această experimentare a permis să se tragă o serie de învăţăminte care pot fi formulate astfel :

a) Acţiunea de introducere a automatizării complexe nu este indicată înainte de stabilirea precisă a existenţei eficienţei economice în cazul concret dat. Este necesară calcularea efectului economic potenţial pe baza măsurărilor prealabile începerii acţiunii. Efectul economic se poate calcula pe baza studiului modelului matematic al procesului. Acest efect economic potenţial trebuie diminuat cu un coeficient care este funcţie de raportul dintre perioada medie a perturbaţiilor şi suma constantelor de timp ale procesului pe fiecare canal (acest raport trebuie să fie cel mult în jurul a 0,1 pentru o acţiune eficace de optimizare ; la atingerea valorii de circa 0,5, practic nu se poate valorifica efectul economic potenţial).

b) Nu este indicată începerea acţiunii de introducere a automatizării complexe înainte de studierea completă a obiectului din punct de vedere tehnologic. Trebuie evitate tehnologiile învechite. Nu sînt concludente măsurările preliminare dacă nu se studiază condiţiile variate de funcţionare a agregatului, iar ridicarea modelului matematic fără existenţa instalaţiei de automatizare convenţională completă este neconcludentă. Nu se pot admite soluţii improvizate în aparatura de automatizare.

c) Întrucît optimizarea nu poate prelua perturbaţii rapide, acestea trebuie preluate de automatizarea convenţională ca o condiţie necesară prealabilă. Este un fapt cunoscut în tehnica mondială că introducerea automatizării complexe este legată de perfecţionări ale automatizării convenţionale, perfecţionări care pot fi eventual preponderente ca efect economic şi care pot pune în discuţie oportunitatea economică a introducerii ulterioare a optimizării.

d) Acţiunea de introducere a automatizării complexe trebuie realizată de o echipă mixtă formată din tehnicieni din cadrul unităţii din care face parte agregatul (tehnologi şi aparatişti) şi din tehnicieni de la I.P.A. Experimentările trebuie să cuprindă 3 etape distincte :

— măsurări preliminare pentru determinarea caracteristicilor obiectului, ale aparaturii şi rezerva de optimizare ;

— completarea aparaturii de automatizare convenţională şi refacerea măsurărilor amintite ; simularea, în această situaţie, a comenzilor date de optimizator, în vederea aprecierii rezervei de optimizare ;

— cuplarea optimizatorului la proces şi experimentarea acestuia în instalaţie timp de 6 luni înainte de a se putea trage concluzii.

Existenţa unei prime experienţe în acest domeniu, existenţa unui echipament de optimizare elaborat, creează condiţiile dezvoltării acţiunii de automatizare complexă a agregatelor, la care se aşteaptă o contribuţie mai largă a tehnicienilor din industrie. Apreciem această experienţă ca pozitivă în ansamblu şi învăţămintele ce s-au tras ca importante pentru acţiunile viitoare.

Economist AURICA GRECESCU şi ing. M. VELNICIUC

Calculatoarele în industrie şi efectele lor

Introducerea calculatoarelor în industrie a înregistrat în ultimii ani o creştere rapidă datorită avantajelor economice şi tehnice.

Pînă în prezent s-au publicat un număr relativ mic de date precise asupra rezultatelor obţinute în fiecare caz concret.

În prezentul articol se face o examinare a acestor rezultate astfel cum sînt ele publicate în diverse reviste de specialitate.

Trebuie să se precizeze de la început că aprecierea eficienţei economice se poate face analizîndu-se numeroşi indicatori cantitativi şi calitativi, fără ca să existe pînă la data actuală o metodologie general acceptată în această privinţă.

De obicei, ca şi pentru alte investiţii, eficienţa calculatoarelor se examinează din punct de vedere al creşterii producţiei şi productivităţii muncii, al reducerii consumurilor specifice, al reducerii rebuturilor, cum şi al prelungirii duratei de exploatare a utilajului.

În afară de aceasta se mai consideră deseori şi îmbunătăţirea aspectelor calitative, cum ar fi : siguranţa în funcţionare a instalaţiei, protecţia muncii şi îmbunătăţirea condiţiilor de exploatare.

Ca un indicator general deseori se consideră termenul de recuperare al investiţiilor generate de introducerea calculatoarelor, fără ca să se poată da o definiţie general valabilă a acestei noţiuni.

De obicei se defineşte prin termen de recuperare raportul dintre valoarea globală a investiţiilor provocate de introducerea calculatoarelor şi economia netă obţinută anual.

Economia netă este obţinută luînd în calcul economia brută, din care se scad amortismentele, cheltuielile de întreţinere şi exploatare.

Această definiţie a termenului de recuperare este aceea care a fost utilizată în datele statistice de mai jos.

Pe de altă parte, s-a considerat indicat ca această analiză a rezultatelor calculatoarelor să se facă pentru industriile a căror dezvoltare în ţara noastră este comparabilă cu cele din străinătate pentru care există date statistice ; mai precis, s-au analizat acele industrii pentru care există în ţara noastră unităţi industriale comparabile cu cele străine conduse prin calculatoare.

Pentru exemplificare, se vor arăta în continuare cîteva aplicaţii ale calculatoarelor în diverse domenii industriale şi rezultatele economice care s-au obţinut şi pentru care este de aşteptat introducerea lor şi în industria noastră.

A. Petrol — Chimie

La rafinăria din Whiting (S.U.A.) în instalaţia cu fracţii laterale cu o capacitate de 22 000 m³/zi au fost introduse două calculatoare IBM.

Calculatorul IBM 1710 testează 160 instrumente şi 36 ventile în circa 75 s, iar rezultatele cifrice le introduce în calculatorul IBM 1620, care conţine modelul matematic al procesului şi apoi, în cîteva minute, acesta calculează parametrii de referinţă (debite şi temperaturi).

Rezultatul economic obţinut a fost concretizat printr-un beneficiu net de circa 1 000 $/zi, ceea ce a determinat firma să extindă folosirea calculatoarelor şi la alte unităţi [1].

Societatea „International Systems Control" (Anglia) (o asociată a firmei „General Electric", S.U.A.) are instalate mai multe calculatoare TRW pentru reglarea proceselor, iar rezultatele economice obţinute sînt date în tabela 1.

Tabela 1

Compania	Cost calculator. £	Economiile anuale obţinute. £
a	139 500	178 000
b	71 800	357 500
c	77 200	35 700
d	84 300	119 200
e	70 800	35 700
f	115 300	178 800
g	74 300	119 200
h	92 200	59 600

Se observă că costul calculatoarelor TRW (instalate) variază între 70 000 şi 140 000 £ , depinzînd de complexitatea reclamată de procesul care urmează a fi reglat.

În cinci cazuri (din opt) economiile recuperează investiţiile într-un timp sub 10 luni ; timpul cel mai lung de recuperare a fost de 26 luni, iar cel mai scurt a fost de 2,5 luni.

La aceste economii rezultate din controlul şi reglarea procesului (on-line) s-au adăugat alte avantaje importante : o mai bună informare tehnică, sesizarea automată a avariilor, siguranţă mare în funcţionare, o mai bună programare a producţiei, rezultate care nu pot fi exprimate direct în economii băneşti [2].

Aplicarea calculatoarelor în reglarea procesului la cîteva fabrici de amoniac din Anglia a dus la creşterea producţiei cu 5,5%, fără cheltuieli suplimentare, obţinută prin :

— variaţia condiţiilor ambiante 2,5%
— menţinerea raportului optim H_2/N_2 1,5%

— menţinerea nivelului inert optim . 0,5%
— menţinerea condiţiilor optime de transformare 0,5%
— transformarea maximă de CO 0,5%
5,5%

Creşterea producţiei şi celelalte avantaje obţinute (reducerea preţului de cost, reducerea consumurilor de combustibil) au determinat o sporire importantă a numărului de calculatoare introduse în această ramură [3].

B. Celuloză — Hîrtie

În prezent în industria celulozei şi hîrtiei există circa 15 aplicări ale calculatoarelor pentru reglarea proceselor [4].

Calculatorul poate să planifice o schimbare a calităţii hîrtiei în timpul cel mai scurt posibil şi reglează maşina pentru a produce hîrtia de calitatea dorită în cadrul toleranţelor admise şi cu un minim de rebut.

Avantajele economice ale introducerii calculatoarelor pentru reglarea proceselor în instalaţiile de fierbere a materiilor prime constau în :

1. reducerea timpului de staţionare a materiei prime în fierbătoare cu circa 10%, pentru acelaşi randament final de pastă ;
2. creşterea randamentului cu circa 2% pentru acelaşi timp de şedere a pastei în fierbătoare (aceste avantaje sînt foarte importante, deoarece secţia de fierbătoare constituie o strangulare a instalaţiei) ;
3. economii de abur şi putere de circa 4% pentru întreaga instalaţie ;
4. economie de combustibil la cuptorul de recuperare ;
5. economie la adăugarea de var ;
6. economie la saramură.

Economiile procentuale de la punctele 5 şi 6 sînt relativ mici, însă aduc beneficii importante din cauza cantităţilor mari la care se aplică.

Reglarea cu ajutorul calculatorului numeric poate aduce îmbunătăţiri importante la reglarea producţiei de hîrtie de ziar, concretizate în următoarele rezultate economice :

1. creşterea productivităţii cu 10% ;
2. reducerea consumului de abur cu 3% pentru tona de hîrtie.

La maşinile Kraft, folosite în general pentru a produce o varietate largă de calităţi de hîrtie, reglarea cu calculatorul numeric aduce următoarele avantaje :

1. reducerea costului pastei cu 2% ;
2. reducerea rebuturilor duce la scăderea costului de prelucrare cu 3% ;
3. costul aburului din preţul de cost se reduce cu 4% ;
4. economie de 1% asupra cantităţii totale de pastă printr-o reglare mai bună a umidităţii.

În medie costul sistemelor de reglare cu calculatoare este între 50 000 £ şi 100 000 £ ; aplicate la maşini sau blocuri ale instalaţiilor cu o producţie anuală de circa 1,5 milioane £, ele aduc economii din care investiţiile se recuperează în circa 2 ani [4].

C. Energie electrică

Folosirea calculatoarelor pentru comanda centralelor electrice a fost aplicată recent la centrala Riverside Station din Anglia, obţinîndu-se reducerea personalului. Înainte de comanda prin calculatoare, centrala avea 37 salariaţi, inclusiv 20 personal operativ. După comanda prin calculator, personalul operativ a scăzut la 9. În prezent, centrala funcţionează cu 5 operatori cu norma întreagă şi unul cu o parte de normă. Nu se prevede ca personalul de birou şi de întreţinere să fie redus numeric. Totuşi a fost necesară o intensă şcolarizare pentru exploatarea şi întreţinerea aparaturii electronice complexe [5].

Cele mai multe calculatoare folosite în conducerea centralelor electrice sînt în S.U.A. şi Franţa, aplicarea acestora fiind relativ recentă ; economiile obţinute sînt în curs de urmărire şi nu au fost încă publicate sub formă de date precise.

Avantajele economice constau în principal în : economie de combustibil, detectarea avariilor, economie de personal operativ.

În ceea ce priveşte avantajul pe care-l oferă folosirea calculatorului în detectarea avariilor este de menţionat că în S.U.A., în funcţie de mărimea centralei, neatenţia operatorului uman devine un risc financiar mult prea mare. Din această cauză se consideră că costul unui sistem de conducere a centralelor electrice cu calculator este justificat, chiar dacă el înlătură sau previne o singură oprire involuntară în toată viaţa centralei [3].

D. Ciment

Primul calculator destinat să conducă parţial procesul de producţie într-o fabrică de ciment a fost instalat în S.U.A. de firma „Riverside Cement Company" la fabrica „Oro Grande" din California ; sistemul de comandă a intrat în întregime în funcţiune în 1962, obţinîndu-se următoarele rezultate [6] :

— reducerea cu 25% a variaţiilor de CaO în amestecul de materii prime ;
— mărirea cu 100% a duratei de funcţionare a căptuşelii cuptoarelor ;
— economii de combustibil cu 4% ;
— îmbunătăţirea calităţii cimentului ;
— creşterea producţiei cu 5—10% ;
— reducerea cheltuielilor de întreţinere ;
— economii la materii prime de 5% pentru aceeaşi producţie finită.

O altă firmă din S.U.A. „Portland Cement Company" a pus în funcţiune la fabrica „Cal-

ton" din California un calculator care, în afara reglării parametrilor tehnologiei, execută următoarele operaţii :

— întocmeşte zilnic jurnalul de producţie care conţine date referitoare la cantităţile de materiale necesare ;

— consumul de energie ;

— costurile de producţie ;

— timpii de funcţionare.

După o funcţionare de mai mult de un an rezultatele obţinute au fost estimate de firma „Portland Cement Company" ca fiind următoarele :

— creşterea producţiei cu 5—10%;

— economie de combustibil 5—10%;

— economii de materii prime pentru aceeaşi producţie finită 5%;

— mărirea duratei de lucru a căptuşelii ;

— calitatea mai bună a produsului.

În general, la toate fabricile de ciment în care s-au introdus calculatoare pentru reglarea proceselor tehnologice, cheltuielile de investiţie ale acestora s-au recuperat din economiile aduse în circa 2 ani [7].

E. Industria oţelului

În industria oţelului numeroase firme au introdus calculatoare pentru reglarea şi optimizarea diverselor procese tehnologice. La Conferinţa IFAC, ţinută la Stockholm în 1964, au fost făcute mai multe comunicări privind utilizarea calculatoarelor în siderurgie, însă rezultatele economice obţinute, exprimate în cifre absolute sau indici, nu sînt încă arătate de toate firmele.

Din comunicările făcute la această conferinţă în care s-au arătat şi avantajele economice concrete se reproduc cele mai concludente (tabela 2) [7].

Tabela 2

Firma şi ţara	Tipul calculatorului	Cost investiţii, £	Venit net anual, £	Alte avantaje
S. Fox.— Anglia	ARCH—803	33 600	38 400	—
Abbey Works —Anglia	GE—412	2 600 000	1 300 000	—
Kaukopaa Mill—Finlanda	IBM—1710	—	—	reducerea preţului de cost cu 5%
U.R.S.S.	DNEPR	—	—	termen de recuperare 2 ani

În Italia se citează introducerea calculatorului în procesul de fabricaţie pentru reducerea consumului de energie în cuptoarele cu arc, recuperarea investiţiilor făcîndu-se în 3 ani [8].

F. Construcţii de maşini

În industria constructoare de maşini calculatoarele electronice au fost introduse înaintea altor industrii.

Operaţiile pe care le execută calculatoarele, cum şi avantajele economice obţinute, rezultă din prezentarea cîtorva exemple :

Firma „International Business Machines" (S.U.A.) utilizează mai multe calculatoare produse de ea, respectiv [9] :

1 calculator IBM — 1410 pentru planificare şi conducere ;

1 calculator IBM — 1710 pentru comanda automată a liniei de fabricaţie ;

1 calculator IBM — 1410 pentru controlul calităţii producţiei.

Rezultatele economice concrete nu au fost publicate.

Firma „Olivetti" (Italia) producătoare de maşini de scris, maşini de calculat pentru birou, teleimprimatoare, înregistratoare de producţie, convertoare pentru introducerea şi extragerea informaţiilor la calculatoare etc., foloseşte un centru de calcul cu două calculatoare ELEA—9003 şi un calculator ELEA—6001.

Acest centru execută următoarele operaţii :

— controlul avansului fabricaţiei ;

— lansarea fabricaţiei ;

— planificarea zilnică, lunară, trimestrială ;

— controlul şi evidenţa stocurilor de materiale ;

— emite facturi şi face controlul încasărilor ;

— statistica vînzărilor ;

— controlul prezenţei salariaţilor şi calculul salariilor ;

— evidenţa cheltuielilor de secţie ;

— operaţiile contabile de postcalcul.

Efectele economice cele mai importante obţinute, în comparaţie cu situaţia dinaintea existenţei centrului de calcul, sînt arătate în tabela 3 [11].

Tabela 3

	Nerespectări de termene de livrare, %	Salariaţi ocupaţi cu pontaj şi calcul salarii	Stocuri de piese semifabricate, %	Stocuri de produse finite, %
Manual	100	250	100	100
Centrul de calcul	30	80	50	—

Firma Honeywell (S.U.A.), producătoare de electroaparataj divers, aparatură de automatizare etc., utiliza în 1963 opt calculatoare, din care cinci bucăţi tip H-300 şi trei bucăţi tip H—400.

Rezultatele obţinute privind conducerea producţiei şi mecanizarea evidenţei sînt arătate în tabela 4 [12], [13].

Tabela 4

	Anul	Termene de livrare nerespectate, %	Valoarea producţiei / Valorea stocului	Preţul de cost al producţiei, %	Valoarea cheltuielilor tehnico-administrative / Valoarea producţiei
Manual	1951	53,7	4,74	100	7
Centrul de calcul	1963	3,2	5,43	69	3,12

Introducerea calculatoarelor în industria construcţiilor de maşini din U.R.S.S. este în plin avînt, rezultatele economice obţinute se caracterizează prin [14], [15]:

— creşterea de productivitate cu circa 10%;
— scăderea preţului de cost cu circa 5—10%;
— reducerea rebuturilor cu circa 5—10%.

G. Agricultura

Introducerea maşinilor electronice de calcul pentru elaborarea planurilor de perspectivă şi curente în agricultură este anunţată în Cehoslovacia [16].

Prin mecanizarea lucrărilor se realizează o economie de timp şi de mînă de lucru de 70—80%, cum şi o economie de mijloace financiare.

Pentru mărirea rentabilităţii mecanizării lucrărilor de calcul se prevede să se creeze un centru electronic pentru mai multe cooperative agricole de producţie din cadrul unei regiuni.

★

Faţă de avantajele economice şi tehnice pe care le oferă maşinile de calcul prin aplicarea lor în diversele domenii industriale, rezultă că principala sarcină ce stă în faţa ştiinţei şi a tehnicii în următorul deceniu este trecerea la automatizarea completă a proceselor de producţie şi a muncii intelectuale.

Pe baza rezultatelor obţinute este de presupus că în următorii ani se va asista la introducerea într-un ritm crescînd a calculatoarelor electronice pentru conducerea directă a proceselor de producţie, cum şi pentru conducerea operativă a marilor unităţi industriale.

Desigur că această introducere, care este legată de investiţii foarte mari, nu va fi rentabilă decît acolo unde producţia instalaţiilor respective este mare, aşa încît, chiar o economie redusă pe unitatea de produs, să permită realizarea pe ansamblul producţiei a unor economii importante.

Trebuie subliniat că dezvoltarea industriei noastre are loc în special în unităţi mari de producţie şi, ţinînd seamă de rezultatele obţinute în alte ţări, trebuie susţinută cu perseverenţă importanţa introducerii calculatoarelor şi în industria noastră.

Desigur că nu trebuie subestimată dificultatea calculelor preliminare care să asigure cu o probabilitate satisfăcătoare obţinerea de rezultate economice bune prin această tehnică nouă.

La aceste studii preliminare, a căror durată va putea fi de 1—2 ani pentru fiecare caz în parte, vor trebui să participe echipe complexe de economişti, tehnicieni din exploatare şi tehnicieni din institutele de proiectare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vesty, A. D. *Crude oil distillation control by I.B.M, computers.* In: Process Control and Automation, nr. 3, mart 1963, p. 101—104.

[2] * * * *Computer control achieves saving in cost.* In: Process Control and Automation, nr. 5, mai 1964, p. 207.

[3] Lawrence, F. D. *Computers in control and data processing,* part 2. In: Process Control and Automation, nr. 5, mai 1964, p. 189—196.

[4] Laycock, H. G. *Application of digital control computers to the pulp and paper industry.* In: Process Control and Automation, nr. 5, mai 1963, p. 189—194.

[5] * * * *First computer control power station.* In: Mechanical Engineering **86**, nr. 6, iun 1964, p. 30—40.

[6] * * * *L'emploi d'un calculateur numérique industriel dans la conduite d'une cimenterie.* CAE/NC/980, oct. 1964, J.J.M/Aml. Compagnie européene d'automatisme électronique.

[7] Elliott, S. W. *Digital computers in process control.* In: Process Control and Automation, nr. 2, febr 1965, p. 58—62.

[8] Marri, A. *Limitazione del consumo di energia nei forni ad arco mediante un calcolatore de processo.* In: Automazione e Strumentatione, **12**, nr. 4, apr 1964, p. 147—150.

[9] Sarafin, E. *Multiple computer system controls manufacturing line.* In: Control Engineering, **83**, nr. 12, dec 1964.

[10] * * * *Automatizarea în capitalism: preocupări, tendinţe, implicaţii.* In: Viaţa economică, anul **III**, nr. 15 (86), 1965.

[11] OLIVETTI. *Controle de la production* (prospect).

[12] HONEYWELL. *Compresing data processing for the future.*

[13] HONEYWELL. *Integrated data processing.*

[14] Rappaport, M. *Organizaţia vicislitelnovo ţentre na malinostroitelnoi predpiatii.* Moscova, Ed. Maşinostroenia, 1964.

[15] Kozcova, O. *Primenenia elektronnaia vicislitelhnth maşinii v upravlenia proizvodstrom.* Moscova, Ed. mîsl., 1964.

[16] * * * *Rude Pravo,* 25.V.1965.

Ing. C. NICULESCU, ing. F. KASZONI şi mat. LUCIA IONESCU

Probleme ridicate de întocmirea unor programe experimentale cu aplicaţii în industria şi economia Republicii Socialiste România

În Institutul de Proiectări pentru Aparataj Electrotehnic şi Instalaţii de Automatizare au fost întocmite programe pentru :

— calculul preţului de cost pe produs şi pe un combinat ;

— calculul lungimii de tăiere optimă a ţaglelor, cunoscîndu-se greutatea blumului şi secţiunea de laminare ;

— calculul producţiei zilnice a laminorului bluming ;

— planificarea lucrărilor complexe prin metoda drumului critic (PERT) ;

— problema transporturilor ;

— calculul regimurilor staţionare din reţelele energetice.

Primele probleme au o aplicabilitate mai restrînsă şi nu au ridicat probleme speciale, aşa încît nu se va insista asupra lor.

În cele ce urmează se vor prezenta caracteristicile ultimelor trei programe enumerate.

Planificarea lucrărilor prin metoda drumului critic [2], [3], [4], [5]

1. *Principiul metodei*

Planificarea şi urmărirea executării unei lucrări complexe necesită efectuarea în prealabil a următoarelor operaţii :

— defalcarea lucrării în operaţii simple, denumite activităţi ; numărul de activităţi depinde de gradul de detaliere propus ;

— stabilirea ordinii de succesiune a acestor activităţi şi a intercondiţionărilor dintre ele ;

— evaluarea duratelor fiecărei activităţi.

Pe baza acestor date se pot construi diverse tipuri de diagrame, care indică desfăşurarea în timp a lucrării, termenele de terminare a fiecărei activităţi intermediare, precum şi durata totală a întregii lucrări.

O metodă perfecţionată de planificare şi urmărire a realizării lucrărilor complexe o constituie metoda PERT (Program Evaluation and Review Technique, metodă de evaluare şi urmărire a planurilor), elaborată în 1959. Ea a căpătat o răspîndire foarte largă în ultimii ani şi în literatură sînt descrise numeroase variante ale metodei iniţiale (CPM, PERT-OLIVETTI, PERT, COST, PEP, RAMPS etc.).

Se definesc următoarele noţiuni :

— *activitate* : o lucrare distinctă în cadrul lucrării complexe (proiectare, montaj electric, probe, aprovizionare etc.). Ea implică consumarea unor resurse (materiale, mînă de lucru, fonduri) şi se caracterizează printr-o anumită durată ;

— *fază* : (etapă sau eveniment) reprezintă începutul şi sfîrşitul diverselor activităţi ; ele nu consumă nici timp, nici resurse şi reprezintă doar momente importante de desfăşurare a lucrării complexe ;

— *legătură* : (activitate fictivă) indică succesiune cronologică necesară a două activităţi. Ea nu consumă resurse şi are o durată nulă, deoarece reprezintă numai o intercondiţionare temporală între două activităţi ;

— *diagramă de planificare, grafic sau graf* : constituie reprezentarea grafică a succesiunii şi interdependenţei dintre diversele activităţi. Au fost propuse două convenţii pentru această diagramă :

— convenţia fază/nod (F/N) : fazele sînt reprezentate prin cerculeţe sau dreptunghiuri (noduri), iar activităţile prin săgeţi ;

— convenţia activitate/nod (A/N) : activităţile sînt reprezentate prin noduri, iar etapele prin săgeţi ; metoda ce foloseşte această convenţie se numeşte şi metoda potenţialelor. Iniţial a fost adoptată prima convenţie, cea de-a doua fiind adoptată de firma Olivetti.

După stabilirea dependenţei calitative dintre activităţi se trece la evaluarea cantitativă, atribuindu-se fiecărei activităţi o durată. Deoarece de corectitudinea valorilor atribuite acestor durate depinde eficienţa metodei, s-au propus diverse metode de determinare a ei. De multe ori se recurge la o medie ponderată între aprecierile diferiţilor specialişti, după formula :

$$d = \frac{\sum_{i=1}^{n} d_i p_i}{\sum_{i=1}^{n} n_i},$$

unde :

d_i este durata apreciată de persoana i ;

p_i — ponderea atribuită fiecărei aprecieri (de obicei $n = 2 \ldots 4$).

În cazul cînd, pentru activităţile respective există norme de timp stabilite după un criteriu oarecare, durata se ia egală cu norma de timp respectivă. Au fost de asemenea dezvoltate metode statistice de evaluare a duratei, care dau în acelaşi timp posibilitatea calculării probabilităţii de realizare a lucrării complexe într-un interval de timp dat.

În figura 1 este prezentată o diagramă în convenţia clasică (F/N). Numerotarea nodurilor ce reprezintă faza se face în ordinea fluxului tehnologic; nu se va numerota nici o fază înainte de a epuiza pe toate cele premergătoare ei.

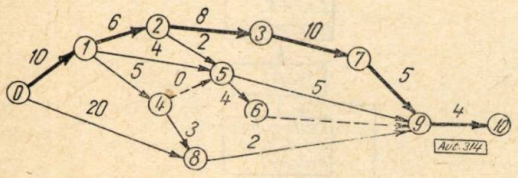


Fig. 1. Exemplu de grafic PERT clasic.

Cifrele din dreptul săgeţilor reprezintă duratele activităţilor corespunzătoare în unităţi convenţionale (zile, săptămîni, luni). Se observă că durata întregii lucrări diferă pe diversele traiectorii posibile. Durata cea mai lungă corespunde drumului 0—1—2—3—7—9—10 şi este de 43 unităţi. Drumul corespunzător celei mai lungi durate totale se numeşte drum critic, iar activităţile componente sînt şi ele critice. O întîrziere a termenului de realizare a unei activităţi critice antrenează o întîrziere corespunzătoare a lucrării. Spre deosebire de aceasta, întîrzierile în activităţile necritice nu produc în mod necesar acelaşi efect; astfel, pe drumul 0 — 1 — 4 — 5 — 9 — 10, o întîrziere totală mai mică sau egală cu 43 — 24 = 19 unităţi nu periclitează termenul final.

Pentru rezolvarea pe calculator numeric a unui graf PERT a fost folosită o metodă de recurenţă; această metodă se bazează pe următoarele observaţii.

a. O activitate ij nu poate începe înainte de terminarea tuturor activităţilor ki ce concură în nodul i. Astfel de exemplu în figura 1 activitatea 5—9 nu poate începe înainte de terminarea activităţii 2—5, 1—5, 4—5; cu alte cuvinte, termenul cel mai devreme (minim) de începere i_m^{ij} a oricărei activităţi va fi egal cu cel mai întîrziat dintre termenele cele mai devreme (minime) de terminare t_m^{ki} a tuturor activităţilor ki ce concură în i. Aceasta se formulează prin relaţia:

$$i_m^{ij} = max_k\ (t_m^{ki}). \tag{1}$$

Termenul cel mai devreme de terminare se poate calcula atunci:

$$t_m^{ij} = i_m^{ij} + d_{ij}, \tag{2}$$

unde d_{ij} este durata activităţii ij.

În modul acesta se calculează, din aproape în aproape, toate termenele minime, pornind de la activitatea iniţială şi terminînd cu cea finală.

b. O activitate ij nu trebuie să se termine mai tîrziu decît în momentul corespunzător termenului cel mai tîrziu (maxim) de începere a oricăreia din activităţile ce pornesc din nodul j. Astfel în figura 1 activitatea 0—1 trebuie să se termine înainte de începerea activităţilor 1—2, 1—5, 1—4.

Aceasta echivalează cu afirmaţia că termenul maxim de terminare t_M^{ij} a unei activităţi ij va trebui să fie egal cu cel mai mic dintre termenele maxime ale activităţilor jl care pleacă din nodul j. Acesta se exprimă prin relaţia:

$$t_M^{ij} = min_l\ (i_M^{jl}). \tag{3}$$

La rîndul său, termenul maxim de începere i_M^{ij} se poate deduce din relaţia:

$$i_M^{ij} = t_M^{ij} - d_{ij}. \tag{4}$$

Marja (rezerva) totală se poate calcula acum cu relaţia:

$$m_{ij} = t_M^{ij} - t_m^{ij} = i_M^{ij} - i_m^{ij}. \tag{5}$$

Activităţile pentru care $m_{ij} \leqslant 0$ se numesc critice.

În ceea ce priveşte termenul cel mai tîrziu de terminare a ultimei activităţi, acesta se va lua egal cu termenul minim de terminare a acestei activităţi, dacă nu există un termen de terminare fix (impus) sau egal cu termenul impus cînd acesta există.

În metoda PERT-OLIVETTI activităţile se reprezintă prin noduri, iar fazele prin săgeţi. În figura 2 este indicat un grafic simplu în reprezentarea PERT-OLIVETTI. Deasupra nodurilor (activităţi) au fost indicate duratele corespunzătoare.

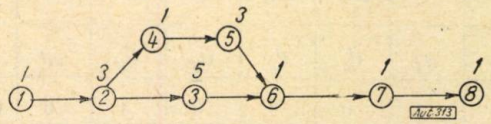


Fig. 2. Exemplu de grafic PERT — Olivetti.

Relaţiile de calcul (1)—(5) indicate anterior se transcriu în felul următor:

$$i_m^I = max_{XI}\ (t_m^{XI}); \tag{1'}$$

$$t_m^I = i_m^I + d_I; \tag{2'}$$

$$t_M^I = min_{YI}\ (i_M^{YI}); \tag{3'}$$

$$i_M^I = t_M^I - d_I; \tag{4'}$$

$$m^I = t_M^I - t_m^I = i_M^{I3} - i_m^I, \tag{5'}$$

unde:

i_m^I, t_m^I, d^i, t_M^I, i_M^I, m^I reprezintă respectiv termenul minim de începere, termenul minim de terminare, durata, termenul maxim de terminare, termenul maxim de începere şi marja activităţii I;

t_m^{XI} — termenul minim de terminare a uneia dintre activităţile XI ce precedă direct activitatea I;

i_M^{YI} — termenul maxim de începere a uneia dintre activităţile YI ce urmează direct activităţii I.

De asemenea pentru termenul maxim de terminare a ultimei activităţii se ia :

$$t_M^N \begin{cases} = t_i^{Fix} \text{ dacă există un astfel de termen;} \\ = t_M^N \text{ dacă nu se impune un } t_i^{Fix}. \end{cases}$$

2. *Programul*

Programul , întocmit împreună cu un colectiv de la Sfatul popular al Capitalei — DGCM a fost scris în Autocod Mark III, pentru varianta PERT—OLIVETTI, deoarece grafurile corespunzătoare sînt mai sugestive; de asemenea, la aceeaşi capacitate a memoriei se pot calcula lucrări cu un număr ceva mai ridicat de activităţi decît în varianta clasică (1 000 activităţi). Schema de calcul pentru metoda PERT—OLIVETTI este redată în figura 3.

Datele iniţiale ale problemei sînt : numărul activităţii, activităţile direct precedente acesteia şi durata ei. Termenele de începere, de terminare şi marja rezultă din calcule.

Forma de prezentare a rezultatelor pentru exemplul din figura 2 este indicată în tabela 1.

Tabela 1

Numărul activităţii	Durata	Termenul cel mai devreme de		Termenul cel mai ,tîrziu de		Marja	Observaţii
		începere	terminare	începere	terminare		
I	d_I	i_m^I	t_m^I	i_M^I	t_M^I	m^I	
1	1	0	1	0	1	0	CR
2	3	1	4	1	4	0	CR
3	5	4	9	4	9	0	CR
4	1	4	5	5	6	1	
5	3	5	8	6	9	1	
6	1	9	10	9	10	0	CR
7	1	10	11	10	11	0	CR
8	1	11	12	11	12	0	CR

Determinarea configuraţiei geometrice a grafului se face prin indicarea activităţilor precedente. Pentru a micşora numărul de celule necesar pentru memorarea datelor iniţiale, activităţile precedente se „împachetează" în grupe de cîte trei, fiecare grupă fiind memorată într-o singură celulă.

În general, pe calculatorul electronic se rezolvă grafuri cuprinzînd peste 100 activităţi. Timpul total de calcul pentru un graf de 169 activităţi a fost de 3 min şi 8 s, împărţite astfel :

— citire date 37 s (20%);
— calcul 21 s (11%);
— perforare rezultate 2 min 10 s (69%).

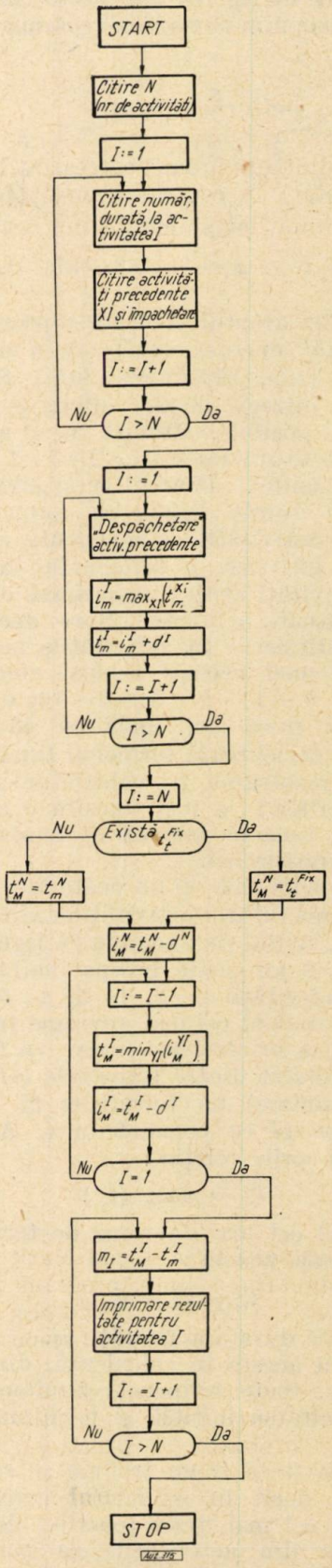


Fig. 3. Schema de calcul pentru programul PERT—Olivetti.

Problema transporturilor [6], [7]

1. *Formularea problemei*

Problema transporturilor constituie o ramură a programării matematice cu frecvente aplicaţii; ea reprezintă un caz particular al programării liniare şi se poate formula în felul următor.

Dacă notăm cu a_i $(i = 1 \ldots, m)$ numărul unităţilor dintr-un produs oarecare aflat (produs sau depozitat) în centrul i, cu b_j $(j = 1 \ldots n)$ numărul unităţilor solicitate din acest produs de către destinatarul j, cu X_{ij} numărul unităţilor transportate din centrul i la destinatarul j, şi c_{ij} costul corespunzător transportului unei unităţi de produs, se pot scrie relaţiile:

1) $\sum_{i=1}^{m} a_i = \sum_{j=1}^{n} b_j$ (suma unităţilor produse este egală cu suma unităţilor cerute; dacă nu este respectată această relaţie, se introduc centre sau destinatari fictivi);

2) $\sum_{j=1}^{n} X_{ij} = a_i$ pentru $i = 1 \ldots m$ (numărul unităţilor produse în diverse centre este egal cu cantitatea totală);

3) $\sum_{i=1}^{m} X_{ij} = b_j$ pentru $j = 1 \ldots n$ (suma unităţilor de produs cerute este egală cu cantitatea totală).

Se cere ca transportul să se facă în aşa fel încît costul total să fie minim, adică:

4) $\sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n} C_{ij} X_{ij} = min.$

Rezolvarea problemei comportă două etape, şi anume:

— găsirea unei soluţii posibile, adică rezolvarea sistemului (1), (2), (3) cu valori nenegative;

— optimizarea soluţiei găsite, în aşa fel încît să fie satisfăcută relaţia (4).

Pentru rezolvarea primei etape se foloseşte metoda nord-vest; optimizarea soluţiei se face pe cale iterativă (metoda descrisă de Dantzig în [7]).

2. *Programul*

Programul scris în Autocod Mark III reprezintă o adaptare a unui program provizoriu din biblioteca Elliott şi extinderea lui la un număr mai mare de centre, respectiv destinatar.

Dacă M reprezintă numărul de centre şi N numărul de destinatari, capacitatea programului este limitată de următoarele relaţii:

$$M \cdot N \leqslant 4\,640;$$

$$M + N \leqslant 140;$$

$$N \leqslant 81.$$

Precizia rezultatelor este aceeaşi cu cea a datelor iniţiale.

Timpul de calcul necesar pentru o iteraţie este:

— pentru o matrice mică ($M \times N = 250$) circa 1 min;

— pentru o matrice mare ($M \times N = 4\,640$) circa 40 min.

La aceasta se adaugă timpul de imprimare, care este de circa 30 s pentru o matrice mică şi 5 min pentru o matrice mare.

Calculul regimurilor staţionare de funcţionare a sistemelor energetice

1. *Formularea problemei* [8]

Calculul regimurilor staţionare de funcţionare a sistemelor energetice constă în determinarea valorii tensiunilor la bare, a circulaţiilor de putere pe linii şi a pierderilor de puteri în reţeaua considerată, cunoscîndu-se configuraţia reţelei (valorile admitanţelor şi natura nodurilor) şi valorile puterilor active şi reactive injectate sau absorbite.

Tensiunile se calculează printr-o metodă iterativă cu formula:

$$\underline{U}_i^{(p)} = \frac{\dfrac{\underline{S}_i^*}{\underline{U}_i^{*\,(p-1)}} - \sum_{k=1}^{i-1} \underline{Y}_{ik}\,\underline{U}_k^{(p)} - \sum_{k=i+1}^{n} \underline{Y}_{ik}\,\underline{U}_k^{(p-1)}}{-\sum_{k} \underline{Y}_{ik}},$$

unde:

$\underline{U}_i^{(p)}$ este valoarea complexă a tensiunii U din nodul i, calculată la iteraţia p:

$$\underline{U}_i = U_i' + jU_i'';$$

$\underline{Y}_{ik}$ — admitanţa dintre nodurile i, k; $\underline{Y}_{ik} = G_{ik} + jB_{ik}$;

$\underline{S}_i$ — puterea aparentă în nodul i; $\underline{S}_i = P_i + jQ_i$;

$\underline{S}_i^*$ — valoarea conjugată a puterii $\underline{S}_i$;

$\underline{U}_i^*$ — valoarea conjugată a tensiunii $\underline{U}_i$.

Nodurile din reţea sînt de două categorii: de tip consumator şi de tip centrală; la nodurile de primul tip se dau puterea activă şi cea reactivă, iar la cele de tip centrală, puterea aparentă şi modulul tensiunii. Mersul calculelor este diferit în cele două situaţii. Se micşorează numărul de iteraţii necesar pentru obţinerea preciziei dorite, introducîndu-se un „factor de accelerare", cu ajutorul căruia se corectează tensiunea obţinută după fiecare iteraţie, conform formulei:

$$\underline{U}_i^{c(p)} = \underline{U}_i^{(-1)} + (\underline{U}_i^{(p)} - \underline{U}_i^{(p-1)}).$$

Calculul se poate încheia:

— fie după atingerea preciziei impuse (diferenţa dintre valorile tensiunilor din două iteraţii succesive este mai mică decît o valoare impusă);

— fie după terminarea unui număr prescris de iteraţii. O dată calculate tensiunile, se poate trece la calculul :

— circulaţiei de putere între nodurile ik, calculată în nodul i, după formula :

$$\underline{S}_{ik}^{(i)} [(\underline{U}_i - \underline{U}_k) \underline{Y}_{ik}]^* \underline{U}_i ;$$

— puterii injectate în nodul i, cu ajutorul relaţiei :

$$\underline{S}_i = \sum_k \underline{S}_{ik},$$

— şi al pierderilor totale de putere, care sînt date de :

$$\Delta \underline{S} = \sum_i \underline{S}_i .$$

2. *Programul*

Programul a fost scris în cod calculator, în adrese relative, şi a fost întocmit în colaborare cu un colectiv de la ISPE şi UPDE, care a propus şi algoritmul de calcul.

Deoarece, din cele $C_n^2 = \frac{(n-1)n}{2}$ legături posibile între n noduri ale unei reţele, exprimate prin admitanţe, numai o mică parte au valori diferite de zero, se introduce în calculator, pentru fiecare reţea calculată, aşa-numita „lista T". În această listă se indică, pentru fiecare nod, numerele nodurilor pentru care admitanţa are o valoare nenulă ; se precizează de asemenea şi natura nodului, dîndu-se o comandă de transfer necondiţionat la o anumită celulă în cazul nodurilor consumator şi la altă celulă în cazul nodurilor centrală. În modul acesta se realizează o economie importantă de celule (circa 4 500 la o reţea de 100 noduri), precum şi o reducere a timpului de calcul.

Programul este împărţit în 15 blocuri care se pot clasifica astfel :

— programul principal ;

— blocuri cu subprograme auxiliare din biblioteca Elliott (citire date zecimale, imprimare rezultate, radical, arc tangentă etc.) sau originale (de paginaţie) ;

— blocuri de constante, celule de lucru ;

— blocuri de date iniţiale (lista T, valorile Y, S) ;

— blocuri de rezultate (termeni diagonali, tensiuni, puteri calculate, pierderi de putere).

Capacitatea necesară pentru o reţea de 100 noduri este de circa 2 765 celule, la o primă versiune a programului.

Rezultatele apar în ordinea următoare :

— puterile reactive la fiecare nod de tip centrală ;

— componenta activă şi cea reactivă a tensiunii, separate printr-un asterisc şi precedate de numărul nodului ;

— circulaţiile de puteri, precedate de numărul nodurilor corespunzătoare ;

— pierderile totale de putere activă şi reactivă din reţea.

Programele expuse anterior au o aplicabilitate largă în industria şi economia ţării noastre.

Astfel, metoda PERT permite planificarea raţională a unui număr mare de lucrări complexe din diverse domenii, precum : construirea şi punerea în funcţiune a unei fabrici, asimilarea de produse noi, construcţii de locuinţe etc. Problema transporturilor este şi ea frecvent întîlnită, de exmplu la planificarea amplasării teritoriale optime a unor fabrici atunci cînd se cunosc producţia lor şi cerinţele beneficiarilor, sau repartiţia optimă la diverşi consumatori a unui produs disponibil în mai multe centre etc. Diferenţele dintre o soluţie posibilă şi soluţia optimă se pot cifra la milioane sau chiar zeci de milioane lei ; rezolvarea pe cale manuală a unor probleme de complexitate comparabilă cu capacitatea maximă a programului expus necesită un volum de calcule de circa 20 oameni-lună. În acest caz, chiar dacă soluţia obţinută va fi cea corectă — probabilitatea de eroare este în acest caz ridicată — de cele mai multe ori ea nu va mai fi obţinută în timp util pentru a fi aplicată. Al treilea program expus este utilizat şi el frecvent în proiectarea şi exploatarea sistemelor energetice (de exemplu, la dezvoltarea în perspectivă a reţelelor, la încadrarea în sistem a unor mari consumatori sau a centralelor electrice, sau la determinarea condiţiilor de funcţionare a sistemelor energetice pe o perioadă de timp dată).

Exemplele abordate nu reprezintă decît o mică parte din problemele ridicate de industria şi economia ţării noastre, şi a căror rezolvare pe calculatoare electronice prezintă o eficienţă economică ridicată. Totuşi capacitatea calculatoarelor electronice existente în ţara noastră nu este suficientă pentru calcularea tuturor aplicaţiilor acestor programe.

Autorii consideră că, în comparaţie cu alte ţări cu nivel industrial comparabil cu al ţării noastre, numărul de calculatoare existent este foarte redus, mai ales dacă se ţine seamă şi de ritmul rapid de dezvoltare a economiei noastre.

Înlăturarea acestei relative rămîneri în urmă necesită pe de o parte procurarea de noi calculatoare, cu performanţe corespunzătoare nivelului tehnic actual, şi pe de alta pregătirea de cadre specializate în toate ramurile ce au contingenţă cu problemele aplicării acestor maşini (ingineri din ramura de specialitate, matematicieni, economişti, electronişti).

ANEXĂ

Programele expuse au fost scrise pentru calculatorul Elliott 803—B existent la CSH, care este un calculator numeric universal de capacitate mică spre medie şi are următoarele performanţe :

— lungimea de cuvînt	39 bit;
— timpi de calcul	adunare 576 μs, înmulţire pînă la circa 12 ms;
— capacitatea memoriei,	internă 8 192 cuvinte, externă 2 unităţi de film magnetic avînd fiecare 4 096 blocuri a cîte 64 cuvinte, deci în total $24 \times 4\,096 \times 64 = 523\,288$ cuvinte;
— viteza de transfer a unui bloc din memoria externă	200 ms;
— numărul de instrucţiuni	64;
— tipul virgulei	fixă; există subprograme de calcule în virgulă mobilă, precum şi posibilitatea ataşării unei unităţi de calcul în virgulă mobilă;
— codul intern	binar;
— mediu de introducere a datelor şi obţinere a rezultatelor	bandă perforată cu 5 canale, în cod Elliott, viteza de citire maximum 500 car/s, de perforare 100 car/s.

Benzile program pot fi scrise într-unul din următoarele limbaje [1] :

a) cod binar;

b) cod „TI", adică numerele şi adresele în zecimal, funcţiile în octal; programarea poate fi efectuată în adrese absolute sau în adrese relative;

c) autocod Mark III.

La calculatorul existent în Republica Socialistă România nu se pot scrie programe în limbajul ALGOL, deoarece nu este prevăzut cu unitatea de virgulă mobilă.

La o problemă dată, vitezele de calcul şi capacitatea memoriei descresc în ordinea a, b, c, în schimb viteza de elaborare a programului creşte în aceeaşi ordine.

BIBLIOGRAFIE

[1] Costake, N. *Programarea calculatorului Elliott 803 în autocod Mark III*. Automatică, Telemecanică şi Metrologie, vol. **III**. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[2] Costake, N. *Metoda de planificare PERT*. Automatică, Telemecanică, Metrologie, vol. **II**. Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[3] INCERC. *Metodologie provizorie pentru aplicarea metodei drumului critic la planificarea şi urmărirea executării lucrărilor de construcţii — montaj*. Bucureşti, 1965.

[4] Olivetti. Il PERT — *prospect*.

[5] Kelley, Walker. *Critical path planning and scheduling*. 1959 Proceedings of the Eastern Joint Computer Conference.

[6] Ionescu, H., Mirescu, P. şi Nădejde, I. *Programarea liniară*. Bucureşti, Ed. ştiinţifică, 1964.

[7] Dantzig, G. B. *Activity analysis of production and allocation*. New York, Wiley, 1951.

[8] Meiltz, G., Petroianu, A., Ungureanu, B. şi Zamfirescu, I. *Utilizarea calculatoarelor electronice la calculul sistemelor energetice*. Din volumul : Calcul economic. Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1964.

ACTUALITĂŢI

Conferinţa IFAC/IFIP asupra introducerii calculatoarelor în conducerea proceselor industriale [1]

La această conferinţă, care a avut loc la Stockholm în 1964, s-au prezentat 22 de comunicări şi la discuţii au luat parte numeroşi participanţi din cei 400 de delegaţi care au reprezentat 24 de ţări : Algeria, Austria, Belgia, Bulgaria, Cehoslovacia, Danemarca, Finlanda, Franţa, Germania, Ungaria, Israel, Italia, Japonia, Olanda, Norvegia, Polonia, Sud-Africa, Spania, Suedia, Elveţia, Anglia, S.U.A., U.R.S.S., Iugoslavia.

Dintre aceste comunicări, 5 s-au referit la industria chimică şi petrolieră, 4 la introducerea calculatoarelor în industria metalurgică, 7 la industria energetică, şi restul de 6 la diferite alte industrii [2].

Concluziile generale care se pot trage în urma acestor comunicări şi a discuţiilor purtate sînt următoarele :

— Introducerea calculatoarelor în industrie necesită studii şi puneri la punct îndelungate. În cazul unei fabrici de hîrtie din Finlanda, aceste studii au necesitat un an pentru date preliminare, şi punerea la punct nu s-a terminat după un an de la punerea în funcţiune iniţială. Este indicată o echipă de studiu mixtă formată din ingineri din fabrică şi din specialişti ai fabricii de calculatoare. În cazul menţionat, 45 ingineri-lună pentru operaţiile preliminare şi de punere în funcţiune s-au dovedit a fi insuficienţi.

— Din investiţia generală pe care o necesită introducerea calculatoarelor la o instalaţie existentă, între 35 şi 50% reprezintă noile aparate care trebuie adăugate acestei instalaţii existente. Cheltuielile de întreţinere s-au dovedit foarte ridicate, în special în cazurile în care s-au introdus cromatografe. A rezultat că, în ce priveşte analizoarele în flux continuu, este indicat să fie introduse cu mult înaintea calculatoarelor, pentru a se căpăta o experienţă din timp în ce priveşte întrebuinţarea lor.

— Investiţiile provocate de introducerea calculatoarelor în conducerea centralelor energetice sînt mult mai mari decît acelea din industria chimică, pentru că numărul parametrilor pe care îi controlează calculatorul este mult mai mare decît în procesele chimice. Se estimează că introducerea calculatoarelor în centralele energetice este rentabilă pentru unităţi peste 150 MW, în stadiul actual al costului calculatoarelor. Pe de altă parte, costul estimat al avariilor pe MW instalat este foarte diferit de la o ţară la alta, ceea ce afectează simţitor calculele de rentabilitate. De exemplu, costul avariilor se estimează în Franţa la 1 200 fr/MW anual, în timp ce în Italia estimaţia este aproximativ de trei ori mai mare.

— Cele mai multe din comunicări au descris instalaţii de calculatoare, care fie că nu au intrat complet în funcţiune la data comunicării, fie că au funcţionat un timp prea scurt pentru a se putea trage concluzii valabile. Lipsa unor experienţe mai îndelungate este probabil responsabilă pentru marea diversitate de opinii în ce priveşte eficacitatea introducerii calculatoarelor în conducerea directă a proceselor de producţie.

— Impresia generală, dedusă din textul comunicărilor şi mai ales în urma discuţiilor purtate, este că atitudinea faţă de introducerea calculatoarelor în conducerea directă a proceselor de producţie este precaută. Aceasta pare natural după o primă perioadă de entuziasm, acum cînd este necesar pentru această introducere să se stabilească şi o justificare

economică. Pentru aceasta trebuie să se cunoască beneficiile provenind din introducerea calculatoarelor, să se stabilească timpul de recuperare a investiţiilor, date care încă în cele mai multe din cazuri nu sînt satisfăcător stabilite, în timp ce valoarea investiţiilor este acum cunoscută ca fiind mare. Este însă de aşteptat ca un oarecare pesimism care se manifestă actualmente, după o perioadă de optimism poate excesiv, să fie corectat în viitorul apropiat pe baza unor date economice care se vor putea obţine de la instalaţiile existente. Informaţiile preliminare obţinute par a aduce o justificare satisfăcătoare introducerii calculatoarelor în conducerea directă a proceselor tehnologice.

BIBLIOGRAFIE

[1] IFAC *Information Bulletin*, nr. 18/19, nov 1964.
[2] *Digital computer application to process control.* În : Proceedings of IFAC/IFIP, 1-st international Conference. Publicaţie ISA.

Calculatoare hibride analog-numerice în domeniul automaticii

La importantul congres IFIP ţinut la New York în mai 1965 s-au expus în numeroase comunicări progresele şi aplicaţiile noi ale acestei tehnici [1]. Din cazurile comentate a rezultat că, în general, aplicaţiile calculatoarelor hibride s-au făcut acolo unde este nevoie de un calcul foarte rapid în timp real în procese dificile, în rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale parţiale neliniare, probleme de limită, metodele Monte Carlo, modelarea zborurilor spaţiale etc. În acest din urmă caz, echipamentul analogic este întrebuinţat pentru rezolvarea sistemelor de reglare, iar partea numerică, pentru problemele respective cinematice şi dinamice.

Justificarea acestei tehnici hibride a reieşit că se bazează pe necesitatea unei viteze de calcul mare, precum şi pe costul mai redus al instalaţiilor respective. Totuşi ţinîndu-se seamă de progresele continue ale tehnicii numerice, în special în legătură cu echipamentul de afişare, precum şi de acelea făcute în ce priveşte modelarea cu ajutorul echipamentului numeric, este de stabilit răspunsul la următoarea întrebare: poate un calculator numeric să fie destul de rapid ca să lucreze ca şi un calculator analog în timp real, bazîndu-se pe programări simple, şi să transmită soluţiile sub formă grafică? Dacă la această întrebare se poate răspunde afirmativ, atunci un echipament numeric ar avea avantaje suplimentare, ca obţinerea informaţiilor sub formă numerică, care permit calcule ulterioare cu o precizie mai ridicată decît acelea obţinute prin echipamente analogice.

Pentru unele aplicaţii, răspunsul la această întrebare este afirmativ din punct de vedere tehnic. Este însă de observat că costul echipamentului numeric cu asemenea posibilităţi poate fi prohibitiv. Totuşi rezultă că calculatorul numeric poate deveni un concurent al modelării analogice în ce priveşte principalul avantaj al acesteia, şi anume acela că permite o prezentare a unei imagini fizice a problemei prin prezentarea grafică a diferitelor soluţii obţinute în urma modificării parametrilor problemei. În plus, calculatorul numeric este mai flexibil în ce priveşte automatizarea procedeelor de cercetare.

Dacă se ignorează aspectele legate de costul investiţiei, calculatoarele hibride par a-şi găsi justificarea în calculele făcute pentru modelările în timp real. Un asemenea exemplu este calculatorul Astrac II, în care soluţiile secvenţiale pot fi generate cu o cadenţă de 2 000/s. Pentru probleme necesitînd o asemenea viteză de obţinere a soluţiilor se pare că în stadiul actual al tehnicii sînt depăşite posibilităţile calculatoarelor numerice.

Rezultă deci că calculatorul numeric poate înlocui, în unele aplicaţii, calculatoarele analogice convenţionale lente de tip universal, dar mai des asocierea unui echipament analogic cu un echipament numeric ar da cele mai bune rezultate. Calculatorul numeric va fi întrebuinţat pentru memorie, operaţii logice şi pentru soluţii parţiale ale problemei. Pentru numeroase aplicaţii care nu necesită o precizie deosebită, nu va putea fi înlocuit calculatorul analogic, aceasta din cauza costului mai redus şi a unei programări mai simple. Totuşi o asemenea întrebuinţare nu se va justifica decît dacă calculatorul analogic nu este de mari proporţii, adică dacă, de exemplu, nu depăşeşte 100 unităţi. Această estimaţie porneşte de la faptul că precizia într-un calculator analogic scade pe măsură ce creşte numărul unităţilor necesare, şi de altfel şi avantajul costului într-un asemenea caz, faţă de echipamentele numerice, este mai puţin interesant.

Discuţiile purtate în legătură cu cele de mai sus permit să se tragă următoarele concluzii asupra perspectivelor calculatoarelor hibride. Întrebuinţarea lor va fi decisă de necesitatea unei viteze mari de calcul şi de cost. O aplicare generală va fi aceea în care sînt necesare calcule de soluţii succesive care apar în numeroase tipuri de probleme, precum studii statistice, aplicarea metodelor Monte Carlo. Asemenea probleme apar în studiile de sisteme automate optimale, atît cînd se conduce direct procesul sau prin indicaţii date operatorului. Un alt domeniu îl constituie automatizarea unor procese pe baza unor previziuni sau cînd se generează un model matematic cu o viteză foarte mare. Calculatoarele hibride vor constitui deci dispozitive importante pentru inginerii automatişti, pentru problemele moderne de automatizare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gill, S., Paul, R.J.A. *IFIP's biggest meeting hold in New York.* In : Control, aug 1965.

Personalul necesar exploatării şi întreţinerii calculatoarelor [1]

Estimaţiile făcute în Anglia au dus la concluzia că se vor instala în această ţară, pînă în 1974, aproximativ 5 200 de calculatoare, adică de 5 ori numărul în funcţiune astăzi. Instalaţiile cuprinzînd calculatoare diferă foarte mult în ce priveşte dimensiunile şi complexitatea, dar toate necesită personal de exploatare şi întreţinere avînd aceleaşi cunoştinţe şi formaţie profesională.

Desigur că conducerea organizaţiei respective a trebuit, pe baza a numeroase consideraţii, să ia hotărîrea instalării unui calculator. Sarcina de a introduce în fapt un asemenea calculator o are însă un specialist, denumit deseori analist. Acest analist stabileşte dacă s-au înţeles complet implicaţiile introducerii unui calculator şi defineşte precis performanţele care se speră că se vor obţine cu ajutorul calculatorului. Organizaţia existentă, precum şi metodele aplicate înainte de introducerea calculatorului, trebuie total ignorate, afară dacă coincid cu sistemul optim care se realizează prin utilizarea calculatorului. Analistul trebuie să conceapă noua organizare şi metodele noi şi să stabilească în ce fel se va întrebuinţa calculatorul, ţinînd seamă de această situaţie nouă. Cunoştinţele analistului trebuie să cuprindă în mod detaliat tehnica calculului, precum şi a sistemelor de calcul fabricate. În afară de aceasta, trebuie să înţeleagă rapid problemele care se pun în organizarea şi metodele din diferite

industrii şi să poată da soluţii într-un timp scurt în legătură cu introducerea calculatoarelor. Din cauza aceasta nu este surprinzător că există actualmente o penurie de specialişti-analişti.

După analist sarcina trece la programator, care descompune fiecare proces în părţile sale componente şi stabileşte, pentru fiecare parte, un cod care este înţeles de calculator. Dacă operaţiile sînt simple, această activitate poate fi numai foarte obositoare, dar în cazurile complexe programatorul trebuie să aibă experienţă şi o cunoaştere detaliată a posibilităţilor sistemului de calcul, şi mult discernămînt. Desigur că, în organizaţiile industriale şi comerciale mari, stabilirea proceselor parţiale, analiza şi codificarea lor sînt foarte complexe. Această fază efectuată, conducerea organizaţiei poate lua decizii pe baza unor informaţii la zi şi stabilite cu precizie necesară.

După instalarea calculatorului se pun probleme de exploatare şi întreţinere. Operatorii se ocupă de calculatori şi de echipamentul periferic în ce priveşte exploatarea. S-a constatat că aproximativ 25 % din aceşti operatori devin ulterior programatori.

Problemele ridicate de întreţinerea calculatoarelor necesită din partea personalului de întreţinere, în special a inginerilor, cunoştinţe ştiinţifice şi matematice: electricitate, magnetism, fenomene termice, tranzistoare, aparate de măsură, aritmetică binară şi algebră booleană. Datorită acestor cunoştinţe, care deschid acestui personal numeroase alte posibilităţi, există o lipsă foarte acută de personal de întreţinere la acest nivel.

În tabela 1 s-a făcut o estimaţie asupra numărului de specialişti din categoriile de mai sus, de care vor avea nevoie cele 5 200 de instalaţii cu calculatoare care se estimează că vor fi în Anglia în 1974.

La acest număr de specialişti trebuie adăugaţi aproximativ 10 000 care se vor ocupa cu proiectarea acestor calculatoare sau care vor stabili programe pentru dezvoltările viitoare. Aceasta face ca numărul specialiştilor necesari

Tabela 1

Categorii	Calculatoare întrebuinţate în:				Total
	industrie şi în general	educaţie	proiectare	fabricaţie	
Calculatoare	4 500	400	170	130	5 00
Analişti	18 900	320	5 780	1 070	20 070
Programatori	24 300	640	9 010	4 210	37 960
Operatori	18 900	1 280	1 700	1 300	23 180
Întreţinere ingineri	5 400	1 060	510	390	7 360

în 1974 să fie de aproximativ 110 000. După actualele posibilităţi din Anglia se deduce că maximum 1/2 din acest număr va putea fi asigurat şi că este necesară o nouă concepţie în formarea specialiştilor pentru calculatoare.

În această direcţie se recomandă ca în institutele tehnice să se organizeze secţii specializate pentru calculatoare. În primul rînd sînt necesari analişti şi programatori pentru care autorul indică următoarele cursuri de specialitate: principiile tratării informaţiilor, codificarea, înregistrarea şi transmisia datelor; principiile programării; programarea problemelor comerciale, inclusiv documentaţiile; metodele de analiză şi precizia operaţiilor; caracteristicile proceselor industriale şi comerciale, inclusiv operaţiile contabile; analiza numerică şi statistică; conducerea întreprinderilor; limbajul calculatoarelor.

Dacă în ţara noastră, în 1974, vom avea 1/20 din calculatoarele din Anglia, aceste instalaţii vor necesita aproximativ 4 000 de specialişti a căror formare trebuie începută de pe acum.

BIBLIOGRAFIE

[1] Brian Murphy. *Who will run the computers?* In: New scientist, 10 iun 1965.

Optimizarea tăierii lingourilor cu ajutorul unui calculator analogic

Una dintre fazele prelucrării în instalaţiile de laminare este transformarea blumurilor, care au o secţiune mare în comparaţie cu lungimea lor, în lingouri cu o secţiune mai mică, dar care au o lungime considerabil mai mare decît a blumului de la intrare. Lingoul, astfel obţinut, este de obicei tăiat în porţiuni mai mici pentru a fi livrat spre o prelucrare ulterioară. Foarfecele care face această tăiere este foarte aproape de echipamentul de laminare şi deci tăierea lingoului se face în timp ce capătul lui este încă în porţiunea de laminare, ceea ce face dificilă estimarea lungimii lingoului. Această lungime finală este însă importantă, pentru că numai în felul acesta se poate determina o tăiere optimă, adică cu scurtături minime.

Tăierea optimă se poate face în mai multe feluri [1]. Întreprinderea Guest Keen Iron § Steel Ltd a constatat că comenzile primite sînt pentru lingouri de două tipuri, şi anume fie avînd o lungime fixă, fie cu o anumită toleranţă, de exemplu lungimea să fie cuprinsă între 28 şi 30 ft. Pentru a optimiza o asemenea operaţie s-a instalat un calculator analogic special [2] (fig. 1), ajungîndu-se la concluzia că se vor putea reduce scurtăturile la 1/3 faţă de situaţia din trecut. Aceasta va reprezenta o economie de aproximativ 900 dolari/1 000 t produse.

Calculatorul calculează lungimea totală a lingoului în aproximativ 5 s, iar determinarea tăierii optime, în aproximativ 15 s. Prima operaţie constă în determinarea coeficientului K din relaţia:

$$K = \frac{\text{lungimea lingoului}}{\text{lungimea blumului}}.$$

Dacă se cunoaşte lungimea blumului şi factorul K, atunci lungimea lingoului poate fi determinată cu o eroare de $\pm 0{,}1$ ft. Pentru determinarea lui K se face o primă trecere

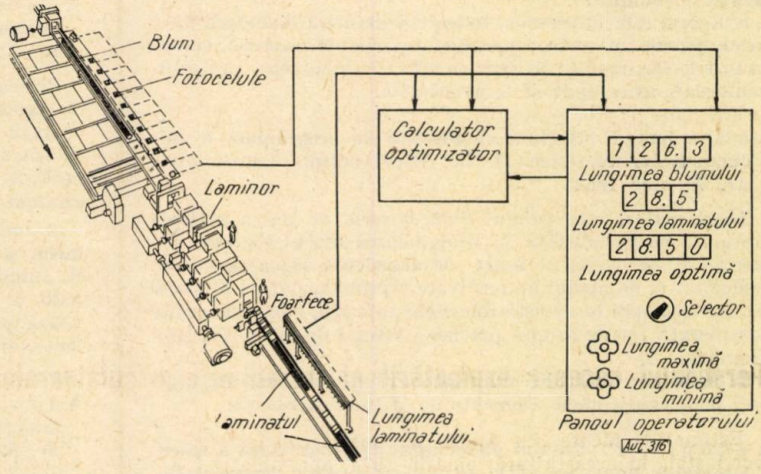


Fig. 1. Instalaţia de optimizat tăierea lingourilor [2].

prin laminor, măsurîndu-se lungimea blumului cu instalaţia din figura 1, şi convertindu-se măsura într-un semnal analogic introdus în calculator şi reprodus numeric şi pe pupitrul operatorului. Coeficientul K se determină apoi pentru fiecare blum şi este utilizat pentru blumul următor.

În cazul cel mai complex, cînd lingoul poate să aibă lungimea între două limite, operatorul introduce valorile limită

L_{max} şi L_{min} în calculator. Operaţia pe care o face calculatorul este să găsească o valoare L, cuprinsă între limitele de mai sus, şi numărul n de tăieturi, astfel încît tăierea să devină optimă în sensul indicat mai înainte, adică avînd scurtături minime. Această valoare este indicată cu ajutorul unui voltmetru numeric pe tabloul operatorului direct în ft şi foarfecele este comandat de operator aşa încît să taie lingouri de această lungime.

S-a estimat că acest procedeu va aduce economii de 470 000 dolari pe an la producţia laminorului, care este de 10 000 t săptămînal.

BIBLIOGRAFIE

[1] Clyne, J. P. *Simple computer cuts billets five ways* In : Control Engineering, febr 1964.
[2] Waldman, F. şi Grew, R. J. M. *Analog computer cuts billets.* In : Control Engineering, iul 1965.

Statistica calculatoarelor întrebuinţate în conducerea proceselor tehnologice

O asemenea statistică publicată recent [1] arată că actualmente sînt 795 calculatoare numerice care conduc procese industriale, cu următoarea repartiţie pe diferite domenii:

Chimie şi petrol	212
Metalurgie	144
Sisteme energetice	203
Diverse	236

Această statistică nu cuprinde instalaţiile din U.R.S.S., cu excepţia unui singur caz, deşi este ştiut faptul că asemenea instalaţii sînt numeroase în industria sovietică. Pe de altă parte am constatat că în unele industrii, precum industria cimentului şi a hîrtiei , instalaţiile de calculatoare cunoscute de noi din alte surse nu figurează în această statistică. Este deci rezonabil de presupus că în realitate acest număr este mai mare, probabil spre 900 instalaţii.

Repartiţia pe principalele ţări, cu excepţia U.R.S.S., este următoarea :

S.U.A.	518
Anglia	79
Franţa	63
Japonia	21
Italia	16
Canada	15
R.F.G.	15

În această statistică, România figurează cu două instalaţii. În comparaţie cu statistica precedentă, publicată de aceeaşi revistă în martie 1965, rezultă o creştere de 241 calculatoare. Dacă se ţine seamă numai de calculatoarele din instalaţiile noi, adică nu se iau în considerare adăugările de calculatoare la instalaţiile existente avînd calculatoare, rezultă că creşterea medie a fost de cinci calculatoare pe săptămînă. Extrapolînd această creştere pînă în 1970, rezultă că în acest an vor fi în funcţiune 3 000 de calculatoare conducînd direct procese de producţie. Această introducere a calculatoarelor este însă condiţionată în mod foarte acut de existenţa inginerilor specialişti în problemele respective. Este deci de aşteptat ca frîna cea mai puternică în introducerea calculatoarelor în procesele de producţie să provină din lipsa personalului de specialitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Process Computer Scorecard.* În : Control Engineering, aug 1965.

I. Papadache

DOCUMENTARE

Dauzin, A. În: Toute l'électronique, nr. 82, mart-apr 1965.

Este vorba de o trecere în revistă a memoriilor existente, însoţită de fotografii şi unele date tehnice, cum şi de consideraţii economice.

Articolul este interesant, îndeosebi datorită includerii unei tabele foarte complete cuprinzînd tipurile de memorii, caracteristicile lor, stadiul în care se află (de laborator, prototip, industrial), avantajele şi dezavantajele.

Audouin, F. **Noţiuni elementare de programare a calculatoarelor numerice** (*I*). În: Électronique Industrielle, nr. 79, dec 1964.

Acest articol este primul dintr-o serie de patru articole destinate nespecialiştilor în programarea calculatoarelor numerice. El se ocupă pe scurt de descrierea organizării unui calculator şi de modul de rezolvare a problemelor cu ajutorul lui. Se trec apoi în revistă diferitele aplicaţii, cum şi anumite consideraţii făcute asupra preciziei, vitezei de lucru şi a programării.

În încheiere, autorul reaminteşte noţiunile de bază ale algebrei booleene şi unele elemente de aritmetică binară.

Audouin, F. **Noţiuni elementare de programare a calculatoarelor numerice** (*II*). În: Électronique Industrielle, nr. 80, ian 1965.

Partea a II-a a seriei de articole se ocupă de bazele programării. Sînt explicate modurile de obţinere a organigramelor de calcul, indicîndu-se totodată simbolurile utilizate în acest scop. Autorul se ocupă apoi de tratarea problemei în limbaj maşină, explicînd cum se trece de la organigrame la instrucţiunile necesare.

Arătînd că problema poate fi rezolvată în sistemul cu virgulă fixă sau cu virgulă mobilă, autorul scoate în evidenţă diferenţele esenţiale dintre cele două metode şi arată avantajele şi dezavantajele lor. Articolul este însoţit de numeroase exemple.

Audouin, F. **Noţiuni elementare de programare a calculatoarelor numerice** (*III*). În: Électronique Industrielle nr. 81, febr 1965,

Partea a III-a este consacrată problemelor mai speciale de programare, legate de modificarea instrucţiunilor prin operaţii asupra lor. Ca primă aplicaţie este indicată metoda de calcul al buclelor (din păcate exemplificată sumar). Sînt indicate apoi multiplele aplicaţii ale registrelor index, cu exemple edificatoare.

Autorul se ocupă în continuare de problema subprogramelor şi a utilizării lor, de modul de organizare a bibliotecii de subprograme şi de organizarea şi utilizarea cît mai raţională a memoriei maşinii în diferite probleme. Se menţionează posibilitatea utilizării în programare a unei memorii lente, auxiliare, pe bandă magnetică.

Audouin, F. **Noţiuni elementare de programare a calculatoarelor numerice** (*IV*). În : Électronique Industrielle, nr. 82, mart-apr 1965.

În ultima parte, autorul se ocupă de cauzele erorilor de programare şi de metodele de verificare a programelor.

Pentru a creşte eficacitatea programatorilor, se utilizează limbi sintetice. Sînt indicate tipurile de programe care se pot elabora în acest fel şi modul în care are loc trecerea, în maşină, de la limbajul de programare la limbajul maşinii. De asemenea se dă un exemplu simplu.

Articolul se încheie cu o expunere a principiilor limbajelor universale, a importanţei şi a caracteristicilor lor, luîndu-se ca limbaj de exemplificare Algolul.

CRONICĂ

Expoziţia construcţiei economice a R. P. Chineze

Între 25 septembrie şi 13 octombrie a.c. bucureştenii au avut posibilitatea să cunoască mai îndeaproape succesele poporului chinez în munca pentru construirea socialismului. În intervalul menţionat, în pavilionul Parcului Herăstrău a fost deschisă pentru vizitatori Expoziţia construcţiei economice a Republicii Populare Chineze.

Datorită gamei largi de exponate din diferitele ramuri ale economiei, grijii cu care acestea au fost alese, cum şi întregului aranjament al expoziţiei făcut cu mult gust, expoziţia s-a bucurat de un binemeritat succes.

Au putut fi văzute, în diferitele standuri ale expoziţiei, produse ale industriei extractive, ale industriei siderurgice, constructoare de maşini, ale industriei uşoare, textile şi cele ale industriei alimentare.

O impresie cu totul deosebită au făcut-o obiectele de artă expuse (sculpturi în fildeş, jad, obiecte din porţelan etc.), covoarele de o frumuseţe rară, gingăşia jucăriilor expuse.

În cele ce urmează, vom prezenta cîteva dintre standurile expoziţiei care au prezentat exponate industriale, deşi trebuie să subliniem că şi celelalte standuri s-au bucurat de acelaşi succes.

Realizările constructorilor chinezi de vase fluviale au fost prezentate prin cîteva machete frumos executate reprezentînd :

Cargoul „Pace", nava mixtă „Democraţie 18", nava tanc de coastă de 4 500 t şi draga aspiratoare cu graifăr de 350 m³ destinată curăţării fluviilor de nămol.

Din familia motoarelor cu combustie internă au fost expuse motoare Diesel de diferite puteri, tipul 1105—1, de 10 CP, destinat, în special, irigaţiilor agricole, tipul 6135, de 120 CP, folosit pentru producerea curentului electric, tipul GESDZ 43/82, destinat navelor de viteză mică cu o putere de 2 000 CP la o turaţie de 200 rot/min, prezentate sub formă de machete.

Maşinile-unelte prezentate au făcut o bună impresie specialiştilor atît prin caracteristicile tehnice, cît şi prin finisarea îngrijită. Din această categorie vom menţiona : maşina de alezat prin coordonate optice cu o singură coloană, tip T4132 destinată prelucrării matriţelor, maşina universală de mare precizie pentru rectificat rotund, tip MG 1431, maşina universală de frezat, tip X626, maşina universală de rectificat filet, tip Y 7520 W destinată prelucrării şuruburilor de mare precizie a tarozilor, a frezelor disc profilate sau a frezelor melc, maşinile de rectificat roţi dinţate tip Y 7 125 şi tip HO53 etc.

În standul amenajat în afara pavilionului, vizitatorii au admirat, alături de frumosul autoturism „Hunti" (motorul de 210 CP cu 8 cilindri dispuşi în V), tractoarele şi maşinile agricole expuse. Dintre acestea vom aminti tractorul pe şenile „Răsăritul roşu"—54, cu motorul de 54 CP, echipat cu un plug cu 4 brazdare, tip LXD-4-35, tractorul pe roţi, tip „Răsăritul roşu", cu motorul de 28 CP şi în sfîrşit, tractorul cultivator „Muncitor ţăran"—7, cu motorul de 8 CP, folosit la arat sau grăpat. Ca un utilaj anexă a acestui tractor este prezentat un cărucior folosit la transportul diferitelor utilaje.

Din categoria maşinilor agricole expuse vom mai menţiona : semănătoarea de cereale, tip BGX-16, maşina de transplantat orez acţionată manual, tip „Kuansi" 59-3, grape cu 24 de discuri, tip PYX—210, alta cu 41 discuri, tip PY—34, maşina pentru desfacerea boabelor de porumb de pe ştiuleţi, tip TY—45.

În continuare, în standurile menţionate au putut fi văzute o familie de pompe hidraulice centrifuge, de tipurile 2BAGA ; 6—18 ; 10ZH—19.

Din standul aparatelor de precizie, am reţinut : microscopul electronic cu o capacitate de mărire de 200 000 ori, tip DXAh—8, cu aplicaţii în cercetările din domeniul fizicii chimiei, biologiei, medicinii sau cel al agriculturii ; spectroproiectorul tip WLPI—3 folosit la analiza cantitativă a metalelor, aliajelor sau a altor substanţe chimice, spectrometrul de masă, tip ZNT 1301 folosit la determinarea şi separarea izotopilor, maşina electronică de calculat analogică DMT—16 destinată rezolvării ecuaţiilor diferenţiale liniare şi neliniare pînă la gradul 6 etc.

Într-un stand alăturat au putut fi admirate numeroase tipuri de aparate de radio, precum şi un frumos model de televizor.

Dintre instrumentele de măsurare folosite în industria construcţiilor de maşini, au fost expuse şublere, micrometre, tampoane, comparatoare etc.

O serie de machete ilustrează realizările constructorilor chinezi în domeniul materialului rulant : locomotiva cu motor Diesel şi transmisie hidraulică „Satelit", un tip de vagon de dormit şi un vagon cisternă cu capacitatea de 50 t.

Sectorul electrotehnic a fost reprezentat printr-o serie de motoare de curent alternativ, motoare de curent continuu, stabilizatoare de tensiune, contactoare de curent alternativ, cabluri de diferite tipuri etc.

Celelalte standuri ale industriei metalurgice, chimice, petroliere, alimentare etc. pe care nu le-am descris în rîndurile de mai sus, au reţinut, de asemenea, atenţia vizitatorilor confirmînd succesul binemeritat al expoziţiei.

E 2551

Index alfabetic de autori

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, 1965

A

Azzola, B. : nr. 5, p. 202—204

B

Badea, I. A. : nr. 6, p. 261—269
Basarab, S. : nr. 2, p. 76—80
Băjenescu, T. : nr. 3, p. 127—132
Belea, C. : nr. 1, p. 4—11
Beluşică, I. : nr. 1, p. 28—31
Bocu, M. : nr. 5, p. 201—202
Bodi, A. : nr. 2, p. 49—52
Bulucea, C. : nr. 5, p. 238—240

C

Colin, L. : nr. 4, p. 177—184
Comănescu, V. : nr. 5, p. 218—221
Constantinescu, M. : nr. 5, p. 221—228
Constantin, P. : nr. 2, p. 80—85
Costake, N. : nr. 6, p. 253—257, 281—285
Cservený, S. : nr. 5, p. 238—240

D

Damsker, D. : nr. 2, p. 52—59; nr. 5, p. 207—221; nr. 6, p. 257—261
Davidov, N. I. : nr. 4, p. 170—177
Davidoviciu, A. : nr. 1, p. 12—15
Dobre, C. : nr. 6, p. 276—281
Dumitrescu, I. : nr. 5, p. 212—217
Dumitrescu, S. : nr. 2, p. 59—64
Dumitriu, Em. : nr. 6, p. 276—281
Dimo, P. : nr. 6, p. 249—252

F

Farkaş, Gh. : nr. 5, p. 201—202; nr. 5, p. 204—207

G

Gavăţ, St. : nr. 5, p. 221—228
Grecescu, A. : nr. 6, p. 286—289

I

Ianculescu, G. : nr. 6, p. 281—285
Indreaş, Gr. : nr. 2, p. 65—75
Ionescu, Vl. : nr. 5, p. 234—238
Ionescu, L. : nr. 6, p. 290—295

J

Jahasz, J. : nr. 5, p. 202—204

K

Kaszoni, F. : nr. 6, p. 290—295

L

Landau, I. D. : nr. 4, p. 149—159; nr. 5, p. 221—228
Lazăr, I. S. : nr. 6, p. 281—285

M

Macovei, M. : nr. 1, p. 28—31
Marinoiu, V. : nr. 2, p. 59—64
Mihăilescu, I. : nr. 5, p. 221—228
Millea, A. : nr. 3, p. 113—117
Musa, G. : nr. 3, p. 117—127

N

Negoiţă, C. : nr. 1, p. 35—39
Niculescu, C. : nr. 6, p. 290—295
Niţu, C. : nr. 1, p. 32—35

O

Oprean, V. : nr. 6, p. 269—276

P

Penescu, C. : nr. 3, p. 97—107
Petrescu, A. : nr. 1, p. 4—11, nr. 4, p. 159—163
Petrescu, M. : nr. 1, p. 16—23
Poenaru, D. : nr. 3, p. 107—113, nr. 5, p. 228—233
Popa, Al. : nr. 4, p. 184—188
Popescu, R. : nr. 3, p. 113—117
Procopovici, E. : nr. 1, p. 12—15

R

Racoveanu, N. : nr. 5, p. 212—217
Roisman, W. : nr. 3, p. 97—107
Rosman, M. : nr. 5, p. 201—202

S

Samachişă, Gh. : nr. 1, p. 24—27
Sasu, I. : nr. 4, p. 177—184
Spinulescu-Carnaru, I. : nr. 4, p. 163—170
Stoica, M. : nr. 4, p. 177—188
Schächter, S. : nr. 6, p. 281—285

T

Teodorescu, I. : nr. 1, p. 28—31
Tertisco, M. : nr. 5, p. 212—217
Tetelbaum, I. M. : nr. 1, p. 1—34

V

Vaisman, L. : nr. 4, p. 177—184
Velniciuc, M. : nr. 6, p. 286—289
Vîlcov, N. : nr. 3, p. 107—113; nr. 5, p. 228—233

W

Weinrich, G. : nr. 5, p. 221—228

E 2551

MUZEUL TEHNIC

Index alfabetic de subiecte

— pe rubrici şi probleme —

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1965

ARTICOLE ŞI NOTE

Teoria sistemelor automate

Consideraţii privind optimizarea în funcţie de rapiditate a conducerii automate, nr. 5, p. 234—238.

Metodă de sinteză a sistemelor secvenţiale programabilă la calculatoare electronice numerice, nr. 5, p. 207—211.

Metoda diferenţelor finite în teoria sistemelor automate continue, nr. 1, p. 4—11.

O metodă tip de sinteză a automatelor finite fără memorie, cu mai multe ieşiri, realizate cu elemente de comutaţie statică, nr. 2, p. 76—80.

Elementele sistemelor automate

Analiza funcţionării regulatoarelor autobasculante utilizate în schemele de reglare a proceselor dinamice rapide, nr. 4, p. 149 — 159. Sistemul de reglare unificat, tranzistorizat, pentru procese dinamice rapide — UNIDIN, nr. 5, p. 221—228.

Aplicaţiile industriale ale sistemelor automate

Caracteristici statice şi dinamice ale coloanelor de fracţionare, nr. 2, p. 59—64.

Determinarea experimentală a caracteristicilor dinamice ale cazanelor cu tambur funcţionînd în paralel, nr. 4, p. 170—177.

Unitate de programare a maşinilor-unelte cu comandă-program numerică de poziţionare, nr. 1, p. 12—15.

Telemecanică

Echipament de telemecanică cu elemente fără contacte pentru instalaţiile energetice, nr. 4, p. 177—184.

Calculatoare electronice

Amplificatoare operaţionale magnetice, nr. 3, p. 127—132.

Blocuri analogice de calcul, utilizate pentru realizarea unui tip nou de releu de protecţie a sistemelor energetice, nr. 3, p. 97—107.

Dispozitivul automat de comandă al maşinii DACICC-1, nr. 5, p. 201—202.

Memoria cu inele de ferită a maşinii DACICC-1, nr. 5, p. 204—207. Memoria pe tambur construită la Institutul de calcul din Cluj, nr. 5, p. 202—204.

Programare şi modelare

Aplicaţiile actuale ale calculatoarelor numerice în exploatarea şi studiul sistemelor electroenergetice şi perspectivele analizei nodale, nr. 6, p. 249—252.

Aspecte ale automatizării întrebuinţînd calculatoarele în industria chimică, nr. 6, p. 269—276.

Automatizarea complexă cu calculatoare electronice a laminorului de tablă groasă de la Combinatul siderurgic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Galaţi, nr. 2, p. 52—59.

Calculatoarele electronice numerice în industria cimentului, nr. 6, p. 276—281.

Calculatoarele electronice în centrale termoelectrice, nr. 6, p. 261—269.

Conducerea prin calculator electronic a unei linii de fabricaţie a tablelor groase, nr. 6, p. 257—261.

Conducerea întreprinderilor moderne constructoare de maşini necesită calculatoare electronice, nr. 6, p. 253—257.

Experimentarea unui echipament de automatizare completă la o coloană de distilare, nr. 6, p. 281—285.

Folosirea calculatoarelor electronice analogice pentru determinarea vitezelor de circulaţie şi a timpilor de mers, nr. 4, p. 184—188.

Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a dislocuirii de tip piston a unui lichid de către altul într-un mediu poros, prin luarea în considerare a densităţilor şi viscozităţilor diferite ale lichidelor, nr. 4, p. 159—163.

O nouă metodă de modelare cu ajutorul reţelelor electrice a problemelor cu condiţii la limită în domenii cu frontiera comună variabilă, nr. 1, p. 1—3.

Rezolvarea unei probleme de optimizare cu maşini analogice, nr. 1, p. 32—35.

Tendinţe în utilizarea calculatorului numeric la stabilirea diagnosticului, nr. 1, p. 35—39.

Electronică industrială şi dispozitive

Amplificatorul cu sarcină de tip „bootstrap", nr. 3, p. 107—113.

Caracteristicile amplificatoarelor de audiofrecvenţă cu cuplaj R-C, cu tranzistoare, în domeniul frecvenţelor înalte, nr. 2, p. 80—85.

Cascoda şi cascoda cu sarcină „bootstrap" în regim tranzitoriu, nr. 5, p. 228—233.

Dinamometru cu afişare numerică pentru sondele în pompaj de adîncime, nr. 5, p. 212—217.

Discriminatoare cu sensibilitate mărită, nr. 5, p. 218—221.

Influenţa sarcinii stocate în regiunea colectorului asupra timpului de stocare a unui tranzistor, nr. 1, p. 24—27.

Influenţa unui semnal armonic de joasă frecvenţă asupra oscilaţiilor libere în circuitul LC cu capacitatea joncţiunii p-n aliate, nr. 1, p. 16—23.

Observaţii asupra definiţiei unor parametri de curent continuu la tranzistor, nr. 5, p. 238—240.

Straturi subţiri semiconductoare, nr. 4, p. 163—170.

Sursă de tensiune de referinţă cu diode Zener, pentru înlocuirea elementelor Weston, nr. 3, p. 113—117.

Tuburi cu catod rece, nr. 3, p. 117—127.

Utilizarea capacităţii joncţiunii p-n la vizualizarea tridimensională pe osciloscraf a curbelor de rezonanţă ale circuitelor cuplate, nr. 2, p. 49—52.

Fizica nucleară

Acordul automat al sistemului rezonant al ciclotronului U—120, nr. 1, p. 28—31.

Sistemul deflector al ciclotroanelor clasice, nr. 2, p. 65—75.

Eficienţa economică a automatizărilor

Calculatoarele în industrie şi efectele lor, nr. 6, p. 286—289.

Probleme ridicate de întocmirea unor programe experimentale cu aplicaţii în industria şi economia Republicii Socialiste România, nr. 6, p. 290—295

ACTUALITĂŢI

Actualitatea sistemelor de reglare electrohidraulice, nr. 5, p. 240—241.

Aparatură de măsurare şi telemecanică pe un vehicul spaţial, nr. 3, p. 134—135.

Automatizarea în agricultură, nr. 5, p. 241—242.

Calculatoarele hibride analog-numerice în domeniul automaticii, nr. 6, p. 296.

Calculatoare în muzică şi desen, nr. 1, p. 41.

Camerele centrale de operator cu aparatură de automatizare, nr. 4, p. 191—192.

Cauzele pentru care nu dau satisfacţie unele sisteme de reglare industriale, nr. 5, p. 242—243.

Conferința I.F.A.C.—I.F.I.P. asupra introducerii calculatoarelor în conducerea proceselor industriale, nr. 6, p 295.
Condiționarea automată a aerului în automobile, nr. 5, p. 243.
Determinarea valorii optime a parametrilor unui regulator P.I.D., nr. 2, p. 90.
Eficiența economică a automatizărilor industriale, nr. 1, p. 40—41.
Întrebuințarea sistemelor de reglare prin testare într-un proces de aglomerare, nr. 2, p. 85—86.
Întrebuințarea unui calculator în conducerea unei fabrici de celuloză, nr. 2, p. 86—87.
Întreprinderi specializate în realizarea automatizărilor industriale, nr. 4, p. 190—191.
Întreținerea aparaturii de măsură și reglare în marile unități industriale, nr. 1, p. 39—40.
Introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor tehnologice în fabricile de hîrtie, nr. 4, p. 189.
Investițiile în aparatura de măsură și reglare, nr. 3, p. 133—134.
Măsurarea și reglarea umidității, nr. 2, p. 87—88.
Metode moderne pentru planificarea și controlul activităților complexe și de proporții mari, nr. 4, p. 189—190.
Necesitățile de personal specializat în operațiile cu calculatoare, pînă în 1970, în S.U.A., nr. 1, p. 42.
Optimizarea tăierii lingourilor cu ajutorul unui calculator analogic, nr. 6, p. 297
Personalul necesar exploatării și întreținerii calculatoarelor, nr. 6. p. 296
Progrese în automatizarea cuptoarelor din liniile de ciment, nr. 1, p. 42.
Sisteme de reglare cu analizoare continue în fluxul de producție, nr. 2. p. 89—90.
Statistica calculatoarelor întrebuințate în conducerea proceselor tehnologice, nr. 6, p. 298
Tendințe noi în concepția și construcția regulatoarelor, regulatoare numerice directe, nr. 3, p. 135—136.

RECENZII

Bazele electronicii cuantice, nr. 4, p. 193—194.
Bazele teoriei sistemelor automate optimale, nr. 1, p. 43.
Calculatorul analogic USM-1 pentru rezolvarea problemelor de fizică matematică cu condiții date pe frontieră, nr.1, p. 44.
Culegere de articole în cibernetică, nr. 3, p. 137—138.
Dinamica sistemelor liniare și neliniare, nr. 4, p. 195.
Dispozitive numerice pentru măsurare, control și conducere automată, nr. 5, p. 244.
Elementele sistemelor de reglare automată hidraulice, nr. 4, p. 194.
Inițiere în electronică, nr. 4, p. 193.
Introducere în cibernetică, nr. 2, p. 92—93.
Îndrumar pentru echipament pneumatic, nr. 4, p. 195.
Introducere în cibernetică, nr. 5, p. 245.
Manual pentru dotarea cu aparatură de măsură și reglare, nr. 2, p. 91.
Mașini de calcul electronice. Aplicații în automatică, nr. 5, p. 244—245.
Mașini informaționale, nr. 3, p. 137.
Măsurări electronice în industrie, nr. 2, p. 91.
Principiile algoritmizării și construcția mașinilor pentru comanda automată, nr. 5, p. 244.
Principiile neurodinamicii, nr. 3, p. 136—137.
Probleme de cibernetică, nr. 2, p. 92.
Probleme de cibernetică, nr. 5, p. 245—246.
Programarea în limbajul adreselor, nr. 2, p. 92.
Protecția prin relee a sistemelor electrice, nr. 4, p.192—193.
Siguranța producției de mașini electronice de calcul, nr. 2, p. 91—92.
Sistemele unificate pneumatice AUS și SRUP. Montare, reglare, utilizare, nr. 5, p. 246.
Tehnica reglării cu semiconductoare, nr. 1, p. 43—44.
Utilizarea calculatoarelor pentru automatizarea proceselor industriale, nr. 4, p. 195.

DOCUMENTARE

nr. 1. p. 45—46.
nr. 2, p. 93—95.
nr. 3, p. 138—193.
nr. 4, p. 196—199.
nr. 5, p. 247.
nr. 6, p. 298

CRONICĂ

Al 20-lea Congres I.S.A., nr. 4, p. 200.
Al 6 lea Simpozion anual asupra teoriei și studiului logic al circuitelor de comutație, nr. 4, p. 200.
Colocviu internațional de tehnica memoriilor, nr. 1, p. 48.
Congresul al III-lea I.F.A.C., nr. 1, p. 48.
Expoziția construcției economice a R. P. Chineze, nr. 6, p. 299.
Expoziția Electronica modernă, nr. 4, p. 200.
Expoziția de aparate Sima, nr. 4, p. 200.
Salonul internațional de elemente electronice, nr. 1, p. 47.
Salonul internațional de radio și televiziune, nr. 4, p. 200.
Sesiunea științifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej", nr. 4, p. 199—200.
Sesiunea tehnico-științifică a Institutului de proiectare de aparataj electrotehnic și instalații de automatizare, nr. 3, p. 140—141.
Simpozion internațional asupra teoriei sistemelor, nr. 1, p. 47.
Simpozion I.F.A.C.—I.F.I.P. asupra elementelor și dispozitivelor microminiaturizate, nr. 4, p. 200.
Tehnica experimentală în reactoarele nucleare de cercetare, nr. 1, p. 46—47.
800 de ani de la primul Tîrg din Leipzig (1165—1965), nr. 3, p. 140.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.142–523.8 ; 621.311.1 ; 621.316.1

Димо, П.:

Новейшее применение цифровых счетно-вычислительных машин в эксплуатации и изучении электроэнергетических систем и перспективы узлового анализа.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, ноябрь–декабрь 1965, стр. 249–252

Освещается оригинальный румынский метод узлового анализа, приспособленный для применения, цифровых счетно-вычислительных машин.

ДК 681.142–523.8 ; 621

Костаке, Н.:

Управление современными машиностроительными предприятиями нуждается в электронных счетно-вычислительных машинах.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, ноябрь–декабрь 1965, стр. 253–257

Отмечается особая эффективность применения счетно-вычислительных машин в управлении предприятиями. Описываются методы и возможности их применения на практике.

ДК 681.142–523.8 ; 621.771.232

Дамскер, Д.:

Управление призводственной линией для выпуска толстого листового железа с помощью электронной счетно-вычислительной машины.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, ноябрь–декабрь 1965, стр. 257–261

Благодаря использованию счетно-вычислительных машин можно значительно увеличить экономический эффект производственных линий, выпускающих толстое листовое железо. Дается описание разработанного в Румынии подобного метода.

ДК 681.142–523.8 ; 621.311.22/.23

Бадя, И. А.:

Электронные счетно-вычислительные машины на теплоэлектрических централях.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, ноябрь–декабрь 1965, стр. 261–269

Рассматриваются возможности и эффективность использования счетно-вычислительных машин для управления мощными теплоэлектроцентралями.

ДК 681.142–523.8 ; 66

Опрян, В.:

Аспекты автоматизации применительно к использованию счетно-вычислительных машин в химической промышленности.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, ноябрь–декабрь 1965, стр. 269–276

ДК 681.142–523.8 ; 666.94.013.5

Думитриу, Э. и *Добре, Чечилия:*

Цифровые электронные счетно-вычислительные машины в цементной промышленности.

Automatica şi Electronica 9, nr. 6, ноябрь–декабрь 1965, стр. 276–281

ДК 621–503.5 ; 66.048

Шехтер, С., Костаке, Н., Янкулеску, Г. и *Лазэр, И. С.:*

Испытание комплексного автоматизирующего устройства на дистилляционной колонне.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6. ноябрь–декабрь 1965, стр. 281–285

ДК 681.142–523.8 : 62

Греческу, Аурика и *Велничук, М.:*

Счетно-вычислительные машины в промышленности и их эффект.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, ноябрь—декабрь, 1965, стр, 286–289

ДК 621–503.55 ; 338.062.01 ; 656 1/.7 ; 621.311.1

Никулеску, К., Касони, Ф. и *Ионеску, Лучия:*

Вопросы выдвигаемые составлением экспериментальных программ применительно к промышленности и экономике Социалистической Республики Румынии.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, ноябрь–декабрь 1965, стр. 290–295

НОВОСТИ 295–298
ДОКУМЕНТАЦИЯ 298
ХРОНИКА 299
АЛФАВИТНЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.142–523.8 ; 621.311.1 ; 621.316.1

Dimo, P. :

Gegenwärtiger Anwendungsbereich der nummerischen Rechenautomaten im Betrieb und Studie elektroenergetischer Systeme, sowie die Perspektiven der Knotenpunktanalyse.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 249–252

Der Verfasser legt die Knotenpunktanalyse — ein rumänisches Verfahren — dar, das in der Anwendung der Zahlrechenautomaten verwendet wird.

DK 681.142–523.8 ; 621

Costake, N. :

Die Leitung der modernen Maschinenbaubetriebe erfordert elektronische Rechner.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 253–257

Die Rechenautomaten haben sich bei der Leitung der Betriebe als besonders wirksam erwiesen. Es werden die Methoden und Möglichkeiten dieser neuen Anwendung dargelegt

DK 681.142–523.8 ; 621.771.232

Damsker, D. :

Steuerung einer Grobblechwalzstrasse durch elektronische Rechner.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 257–261

Durch Anwendung der Rechenautomaten kann der wirtschaftliche Nutzen der Grobblechwalzwerke erhöht werden. Es wird ein solches bei uns entwickeltes Verfahren beschrieben.

DK 681.142–523.8 ; 621.311.22/.23

Badea, I. A. :

Elektronische Rechner in Wärmekraftwerken.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 261–269

Es wird auf die Möglichkeiten und die Wirksamkeit der Einführung von Rechenautomaten für die Leitung der grossen Wärmekraftwerke hingewiesen.

DK 681.142–523.8 ; 66

Oprean, V. :

Aspekte der Automation bei Verwendung von Rechenautomaten in der Chemieindustrie.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 269–276

DK 681.142–523.8 ; 666.94.013.5

Dumitriu, Em. und *Dobre, Cecilia* :

Nummerische Elektronenrechner in der Zementindustrie.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 276–281

DK 621–503.5 ; 66.048

Schächter, S., Costake, N., Ianculescu, G. und *Lazăr, I. S.* :

Erprobung einer kompletten Automatisierungsanlage an einer Destillationssäule.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 281–285

DK 681.142–523.8 ; 62

Grecescu, Aurica und *Velniciuc, M.* :

Die Rechenautomaten in der Industrie und deren Wirkung.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov–Dez 1965, S. 286–289

DK 621–503.55 ; 338.062.01 ; 656.1/.7 ; 621.311.1

Niculescu, C., Kaszoni, F. und *Ionescu Lucia* :

Probleme bei der Aufstellung von Versuchsprogrammen mit Anwendung in der Industrie und Wirtschaft der Sozialistische Republik Rumänien.

Automatica şi Electronica, 9, H. 6, Nov-Dez 1965, S. 290–295

NEUHEITEN 295–298
DOKUMENTATION 298
CHRONIK 299
NACHWORTVERZEICHNIS

SOMMAIRE

CD 681.142 – 523.8 ; 621.311.1 ; 621.316.1

Dimo, P. :

Les applications actuelles des calculateurs numériques dans l'exploitation et dans l'étude des systèmes électroénergétiques, ainsi que les perspectives de l'analyse nodale.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 249 – 252

L'auteur présente l'analyse nodale, une méthode roumaine originale, adaptée à l'utilisation des calculateurs numériques.

CD 681.142 – 523.8 ; 621

Costake, N. :

Pour diriger les entreprises modernes de construction de machines il est nécessaire que celles-ci soient dotées avec des calculateurs électroniques.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 253 – 257

On a constaté que les calculateurs sont particulièrement efficaces pour bien diriger les entreprises. On décrit les méthodes ainsi que les possibilités de cette nouvelle application.

CD 681.142 – 523.8 ; 621.771.232

Damsker, D. :

La conduite au moyen d'un calculateur électronique d'une ligne de fabrication des tôles de grande épaisseur.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 257 – 261

Par l'utilisation des calculateurs on peut accroître l'efficacité économique des lignes de fabrication des tôles de grande épaisseur. On décrit une méthode conçue à cette fin dans notre pays.

CD 681.142 – 523.8 ; 621.311.22/.23

Badea, I. A. :

Les calculateurs électroniques montés dans les centrales thermoélectriques.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 261 – 269

On indique les possibilités et l'efficacité de l'introduction des calculateurs pour la conduite des centrales thermoélectriques de grande puissance.

CD 681.142 – 523.8 ; 66

Oprean, V. :

Aspects de l'automation lors de l'utilisation des calculateurs dans l'industrie chimique.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 269 – 276

CD 681.142 – 523.8 ; 666.94.013.5

Dumitriu, Em. et *Dobre, Cecilia* :

Les calculateurs électroniques numériques dans l'industrie du ciment.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 276 – 281

CD 621 – 503.5 ; 66.048

Schächter, S., Costake, N., Ianculescu, G. et *Lazăr, I. S.* :

Expérimentation d'un équipement d'automation complète destiné à une colonne de distillation.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 281 – 285

CD 681.142 – 523.8 ; 62

Grecescu, Aurica et *Velniciuc, M.* :

Les calculateurs utilisés dans l'industrie et leurs effets.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6, nov – dec 1965, p. 286 – 289

CD 621 – 503.55 ; 338.062.01 ; 656.1/.7 ; 621.311.1

Niculescu, C., Kaszoni, F. et *Ionescu Lucia* :

Problèmes soulevés par l'élaboration de certains programmes expérimentaux ayant des applications dans l'industrie et dans l'économie de la République Socialiste de Roumanie.

Automatica şi Electronica, 9, no. 6 nov – dec 1965, p. 290 – 295

ACTUALITÉS 295 – 298
DOCUMENTATION 298
CHRONIQUE 299
INDEX ALPHABÉTIQUE

MŰSZAKI KÖNYVTÁR
1183

CONTENTS

DC 681.142 – 523.8 ; 621.311.1 ; 621.316.1

Dimo, P. :

The present applications of digital computers in the exploitation and study of electropower systems and the prospects of nodal analysis.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec 1965, p. 249 – 252

The author presents the nodal analysis, an original rumanian method adapted to the utilization of digital computers.

DC 681.142 – 523.8 ; 621

Costake, N. :

The management of modern machine-building enterprizes needs electronic computers.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec 1965, p. 253 – 257

Computers have proved extremely efficient in the management of enterprizes. The methods and possibilities of their new applications are described.

DC 681.142 – 523.8 ; 621.771.232

Damsker, D. :

The utilisation of electronic computers in the management of a line of thick-sheet-iron production.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec 1965, p. 257 – 261

By using computers, the economic efficiency of thick-sheet-iron production lines can be improved. The article describes a method worked out in Rumania.

DC 681.142 – 523.8 ; 621.311.22/.23

Badea, I. A. :

Electronic computers in thermo-power stations.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec 1965, p. 261 – 269

The possibilities and efficiency of introducing computers in the management of high power thermo-electric stations are described.

DC 681.142 – 523.8 ; 66

Oprean, V. :

Aspects of automation with computers in the chemical industry.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec 1965, p. 269 – 276

DC 681.142 – 523.8 ; 666.94.013.5

Dumitriu, Em. and *Dobre, Cecilia* :

Numeric computers in the cement industry.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec 1965, p. 276 – 281

DC 621 – 503.5 ; 66.048

Schächter, S., Costake, N., Ianculescu, G. and *Lazăr, I. S.* :

Experimenting a new set of complete automation at a distillation column.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec 1965, p. 281 – 285

DC 681.142 – 523.8 ; 62

Grecescu, Aurica and *Velniciuc, M.* :

Computers in industry and their effects.

Automatica şi Electronica, 9, nr. 6, nov – dec, 1965, p. 286 – 289

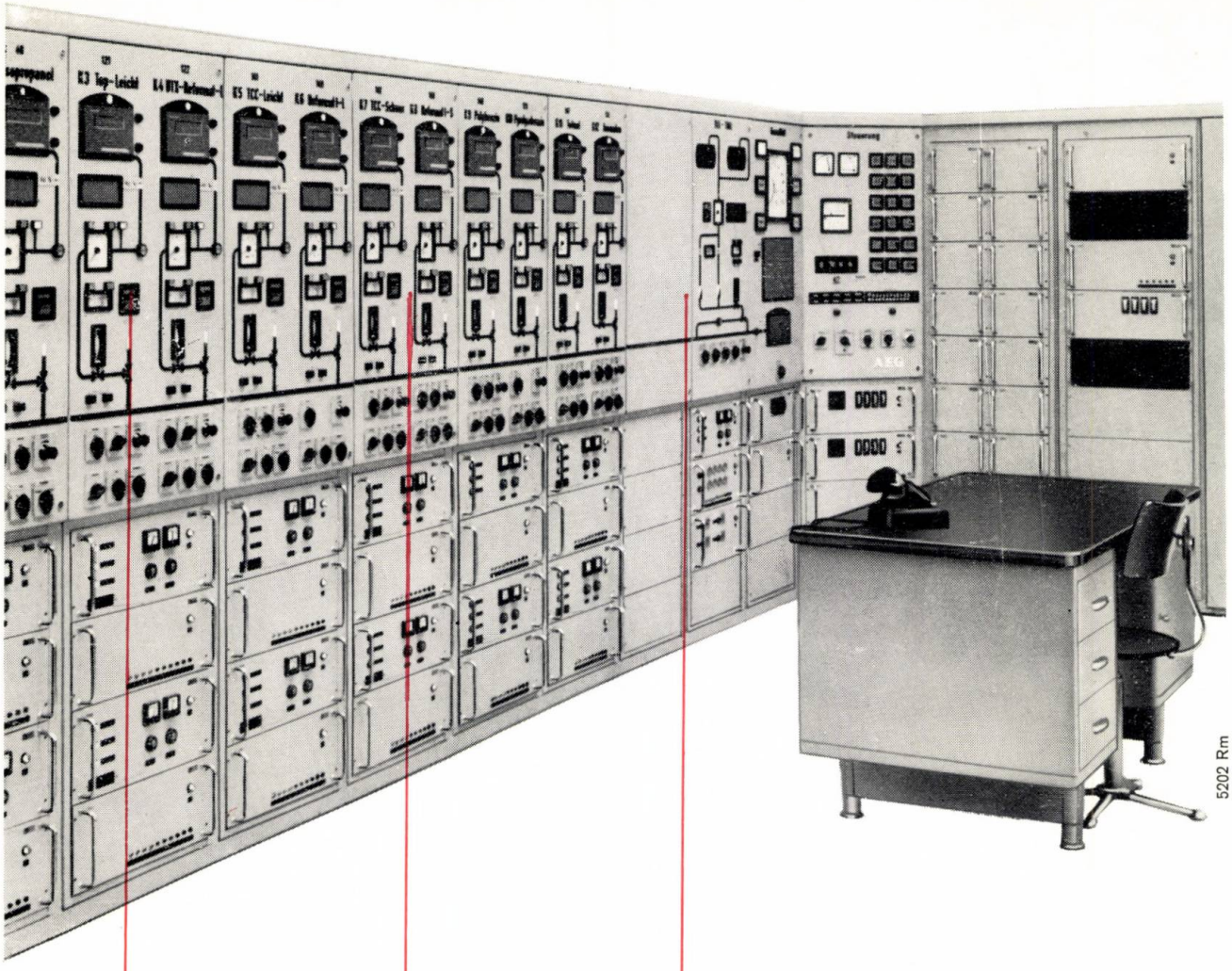
DC 621 – 503.55 ; 338.062.01 ; 656.1/.7 ; 621.311.1

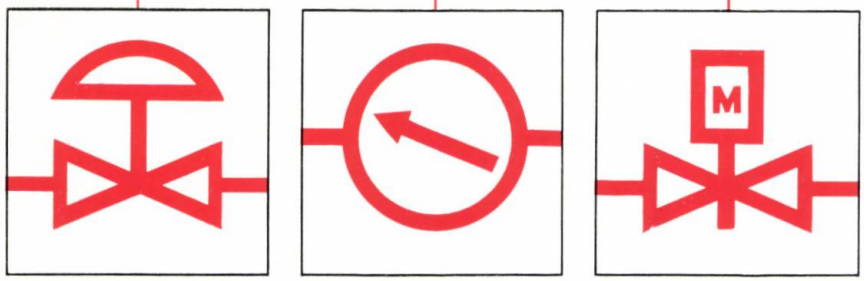
Niculescu, C., Kaszoni, F. and *Ionescu, Lucia* :

Problems raised by the working out of experimental programmes with applications in the industry and economy of the Socialist Republic of Rumania.

Automatica şi Electronica, 9, nr.6, nov – dec 1965, p 290 – 295

NEWS 295 – 298
DOCUMENTATION 298
CHRONICLE 299
ALPHABETICAL INDEX





Instalație de amestecarea componenților de carburant „Blendomat".

Automatizarea de procese tehnice

Multipla noastră experiență în tehnica reglajului ne permite a livra instalații de orice fel pentru automatizarea de procese tehnice.

Un exemplu ne dă amestecarea automatică a componenților unui carburant dezvoltată de AEG și societatea Edeleanu.

Reglajul a fost dezvoltat pe baza unui regulator digital de turații și de sisteme de sincronizare. Principiul se bazează pe numărarea electronică a cantității componenților luate din diferitele rezervoare de depozit și o comparație continuă cu valoarea cantităților prescrise.

Sistemul este cunoscut sub denumirea „Blendomat" și lucrează de ani de zile în multe instalații în mod absolut sigur.

Inginerii dela AEG stau la dispoziție în rezolvarea de orice fel de probleme în domeniul electrotehnicei. Vă rugăm să ne scrieți dacă doriți să profitați de experiența noastră.

AEG

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT

EXPORT-ABTEILUNG
Frankfurt (Main), Süd 10 BRD

1966 FEB 22

ŞANTIERUL NAVAL
OLTENIŢA

construieşte:

PASAGERE FLUVIALE
REMORCHERE 150-2200 C.P.
DRĂGI MARITIME
MOTONAVE 2000 t
ŞLEPURI 1000 t

I. P. I. — c. 3109